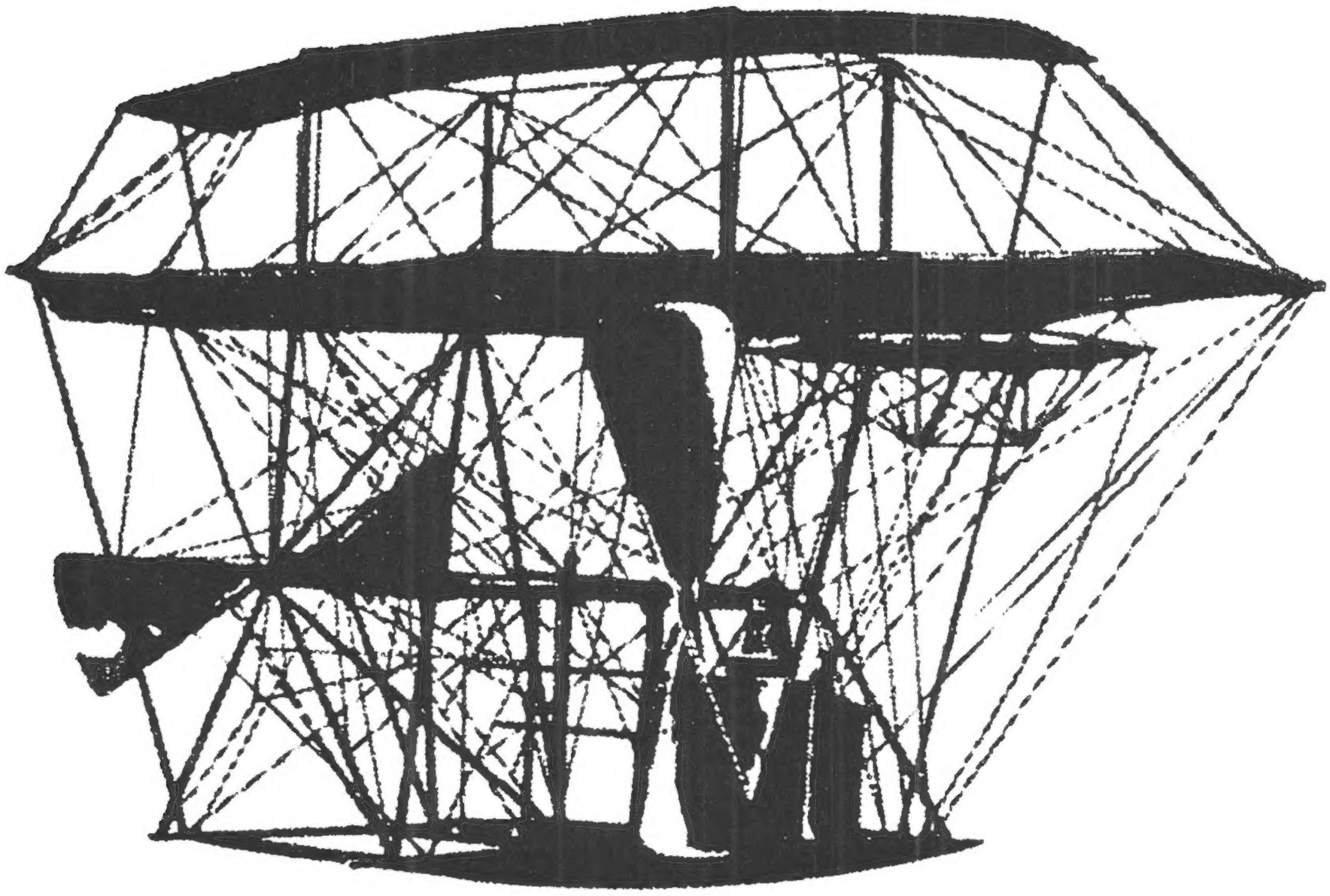
A 3109 D

BERLIN

FUNK-TECHNIK

7 | 1967

1. APRILHEFT



Damals . . .

. . . war die Konstruktion dieser Flugmaschine ein wegbereitender Versuch. Modern und fortschrittlich. Der Zeit voraus. Wie es Wehrtechnik und Wehringenieure zu allen Zeiten waren. Auch heute. Denn: Nur modernste Waffensysteme schaffen die Überlegenheit, die Frieden und Freiheit sichert. In ihrer schöpferischen Bedeutung ist Wehrtechnik mitbestimmend und richtungsweisend für den technischen Fortschritt unserer Zeit. Ingenieure der Wehrtechnik forschen nach neuen Wegen, planen Projekte der Zukunft u. lösen heute technische Probleme von morgen.

Der technische Beamte der Bundeswehr findet in der Wehrtechnik auf den Gebieten Lenkung und Auswertung der Forschung, Steuerung der Entwicklung, Erprobung und Überwachung der Fertigung eine Fülle von Wirkungs- und Entfaltungsmöglichkeiten. Grundlage dafür ist eine breit angelegte und gründliche Ausbildung auch bei den verbündeten Staaten im Ausland. Durch die ständig steigende Bedeutung der Wehrtechnik bieten sich sehr aussichtsreiche berufliche Aufstiegsmöglichkeiten.
Ingenieur der Wehrtechnik – technische Führungskraft der Bundeswehr – ein interessanter, vielseitiger und angesehener Beruf – eine sichere Existenz.
Einstellungstermine für Diplom-Ingenieure (Laufbahn für Beamte des höheren technischen Dienstes) und Ingenieure (Laufbahn für Beamte des gehobenen technischen Dienstes) sind der 1. April und 1. Oktober. Eine Einstellung zwischen diesen Terminen ist jederzeit möglich. Die Altersgrenze beträgt 40 Jahre. Insbesonders gewünschte Fachrichtungen: MASCHINENBAU – ELEKTROTECHNIK – FEINWERKTECHNIK und OPTIK – FLUGZEUGBAU – BAUINGENIEURWESEN (Pionierbau), PHYSIK. Studierende erhalten vom ersten Semester an Studienbeihilfen. Ausführliches Informationsmaterial erhalten Sie bei Einsendung des Coupons an: Bundesamt für Wehrtechnik und Beschaffung, 54 Koblenz, Am Rhein 2–6.

Wehrtechnik immer an der Spitze des Fortschritts

An das Bundesamt für Wehrtechnik und Beschaffung, 54 Koblenz, Am Rhein 2-6

Bitte informieren Sie mich über die Laufbahn eines Beamten des höheren* / gehobenen* technischen Dienstes

Name: Vorname: Geburtsdatum:

Ort: Straße: Kreis:

Vorbildung: Dipl.-Ing.* Ingenieur* Student*

Nur für Interessenten an Studienbeihilfen: Ingenieurschule* / TH* in:

Ich interessiere mich zusätzlich für die Laufbahn der Offiziere ☐ Unteroffiziere ☐ in Heer ☐ Luftwaffe ☐
Marine ☐ Sanitätswesen ☐ Bundeswehr allgemein ☐

85/15/0754

V 18 Bitte ausschneiden und auf Postkarte kleben

*Zutreffendes bitte unterstreichen

FUNK-TECHNIK

RUNDFUNK · FERNSEHEN
PHONO · HI-FI-TECHNIK
MAGNETTON · AMATEURFUNK
MESSTECHNIK · ELEKTRONIK

Karlsruhe

AUS DEM INHALT

1. APRILHEFT 1967

gelesen · gehört · gesehen 200

FT meldet 202

Neue Bestimmungen über den Amateurfunk 205

Farbfernsehen
Der Simultan-Eidophor · Ein Großbildprojektor für Farbfernsehen 206

Fernsehen
Elektronisch abstimm- und umschaltbare Fernsehtuner mit den Dioden BA 141, BA 142 und BA 143 209

Aus der Wirtschaft 211

Stereophonie
Nachbarkanalfilter für Stereo-Empfänger 212

Persönliches 212

Elektronik-Ingenieur
Zur Beurteilung der Lautsprecher-Qualität 213

Höchstfrequenztechnik
Neuzeitliche aktive Bauelemente zur Erzeugung höchster Frequenzen 217

KW-Kurznachrichten 218

Verkehrswarnfunk · Ein Verfahren zur Erhöhung der Verkehrssicherheit und der Verkehrsleistung 219

Elektronik
Gleichspannungswandler für Elektronenblitzgeräte 222

Fernseh-Service 224

FT-Bastel-Ecke
Transistorsuper-Baustein in Minitechnik 226

Elektronische Orgeln 228

Unser Titelbild: Eidophor-Schwarz-Weiß-Fernsehprojektor im Einsatz; Gretag und Philips entwickelten zusammen auch einen neuen Simultan-Eidophor-Farbprojektor (s. a. S. 206—208).
Werkaufnahme

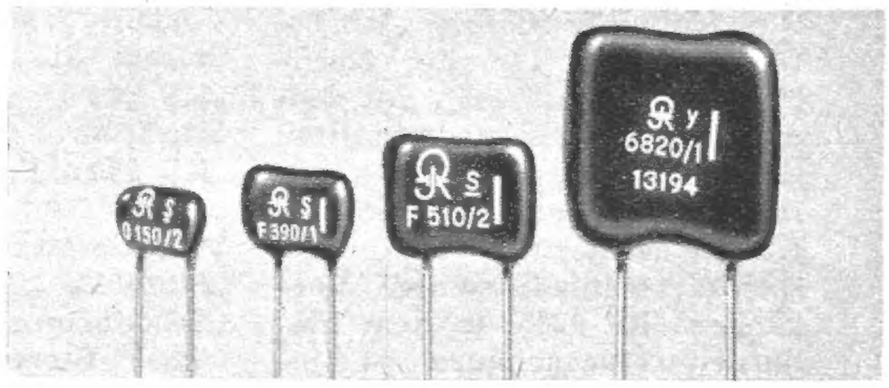
Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 198, 203, 204, 225, 227, 231 und 232 ohne redaktionellen Teil

RICHARD JAHRE
Spezialfabrik für Kondensatoren

Glimmer-Kleinkondensatoren
sind aktuelle Bauelemente für die Elektronik

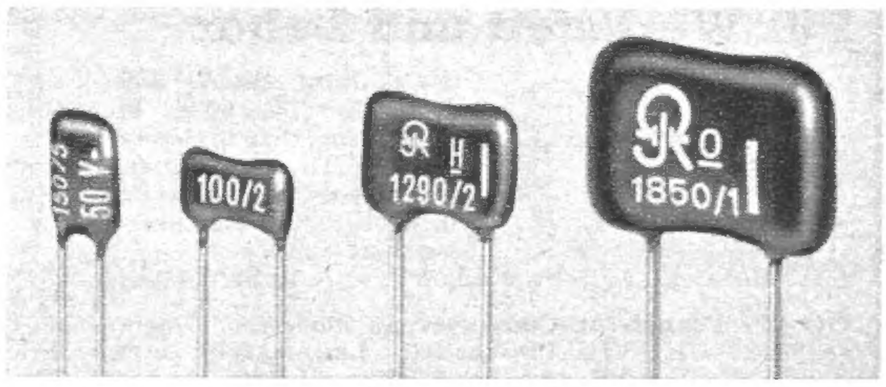
durch
Niedrige Temperaturkoeffizienten und geringe Verluste
Hohe Temperaturfestigkeit und gute Langzeitkonstanz
Radiale Anschlüsse, besonders für gedruckte Schaltungen

Jahre-Mica-Dur
Bauform 48



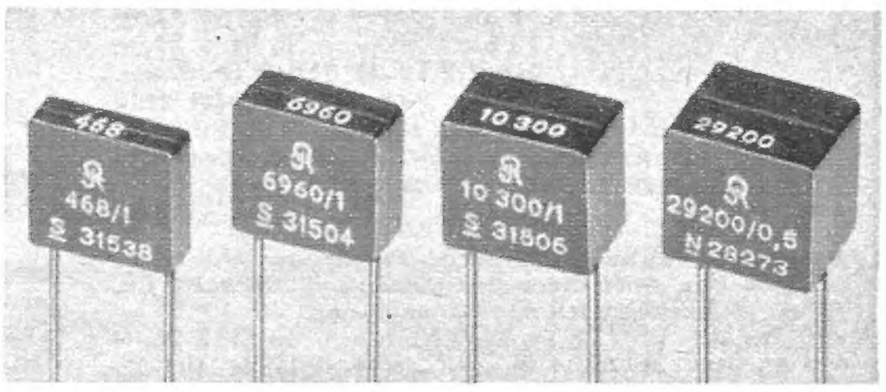
Mil-Ausführung in international anerkannter Spitzenqualität
Ausgezeichnete Klimafestigkeit und Feuchtebeständigkeit
Anwendung:
Alle Bereiche der HF-Technik und der professionellen Elektronik

Jahre-Mini-Dur
Bauform 58



Der Miniatur-Kondensator in Glimmerqualität
Anwendung:
Vorwiegend in dichten Gehäusen oder vergossenen Baueinheiten

Jahre-Mica-Print
Bauform 53



Einheitliche Höhe, quaderförmiges Gehäuse
Gute Raumausnutzung bei kompaktem Aufbau
Hoher Isolationswiderstand und enge Kapazitätstoleranz
Anwendung:
Alle Bereiche der HF-Technik — besonders Filterschaltungen

RICHARD JAHRE
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
1000 BERLIN 30 • LÜTZOWSTRASSE 90
TELEFON: 0311-13 11 41 • TELEX: 18 41 19
SALON PARIS, HALLE OST, ALLEE A, STAND N 107

Neue Geräte

Grundig

Die Heimempfänger-Neuheiten der Saison 1967 von *Grundig* umfassen vier Transistor-Zweitgeräte, ein transistorisiertes Steuergerät sowie je einen mit Röhren bestückten Mono- und Stereo-Empfänger. Die vier Zweitgeräte „RF 90 Alltransistor", „RF 90 H Alltransistor", „RF 92 Alltransistor" und „RF 95 Alltransistor" sind mit dem gleichen Chassis (UM, 7 AM-/11 FM-Kreise, 9 Trans + 6 Halbleiterdioden + 2 Se-Gl) bestückt und unterscheiden sich nur in der Gehäuseausführung. Ihr NF-Verstärker arbeitet mit einer eisenlosen Komplementär-Endstufe, die 2 W Ausgangsleistung abgibt. Der Mono-Empfänger „Musikgerät RF 245" ist der Nachfolgetyp des „RF 145", mit dem er bis auf das neugestaltete Gehäuse völlig übereinstimmt. Auch das Stereo-Gerät „Stereo-Konzertgerät RF 255" entspricht technisch seinem Vorgänger „RF 160". In dem modernen Flachgehäuse ist jedoch nur ein Lautsprecher eingebaut. Für den zweiten Kanal wird die „Box 9" mitgeliefert, die in Abmessungen und Furnier genau zum Gerät paßt. Der „Automatik-Decoder 6" ist eingebaut. Für die Stereo-Wiedergabe sind zwei Eintakt-Endstufen mit je 3 W Ausgangsleistung wirksam.

Die Gruppe der Stereo-Steuergeräte wurde durch den voll transistorisierten Typ „RTV 350" (UKML, 7 AM-/ 13 FM-Kreise, 23 Trans + 13 Halbleiterdioden + 2 Si-Gl + 2 Se-Gl) mit zwei eisenlosen 10-W-Komplementär-Endstufen ergänzt. In diesem Gerät kommt erstmals der neuentwickelte „Automatik-Decoder 8" zum Einsatz, bei dem die Mono-Stereo-Umschaltung kontaktlos über Schalttransistoren erfolgt. Das *Grundig*-Musikschrankangebot blieb gegenüber dem Vorjahr fast unverändert. Es umfaßt die Mono-Ausführung „KS 700 a" und die Stereo-Schränke „KS 720 a", „KS 740 a", „KS 750 a", „Verdi", „Rossini", „Rothenfels" und „Nymphenburg" sowie die Hi-Fi-Typen „Mozart", „Stolzenfels b" und „Schönbrunn b", die mit dem Hi-Fi-Stereo-Rundfunkempfangsteil „HF 500" und dem *Dual*-Plattenwechsler „1016" mit Entzerrervorverstärker „MV 3" ausgerüstet sind.

Siemens

Das Reiseempfängerprogramm von *Siemens* enthält als Spitzengerät den Luxuskoffersuper „Caramat RK 90" mit Motor-Sendersuchautomatik, der mit 16 Transistoren und 13 Halbleiterdioden bestückt ist und die Bereiche UKML empfängt. Die Ausgangsleistung von 4 W bei Autobetrieb wird durch eine Sparschaltung auf 2 W bei Batteriebetrieb herabgesetzt. Die „Turf"- und „Club"-Serien werden in der Saison 1967 durch die Geräte „Turf RK 93" bzw. „Turf de Luxe RK 93" und „Club RK 92" bzw. „Club de Luxe RK 92" fortgesetzt. Während beim „Club" über die Autohalterung automatisch die Einschaltung von Autoantenne, -batterie und -lautsprecher erfolgt, ist für den „Turf" eine einfache mechanische Halterung lieferbar, über die nur die Autoantenne an das Gerät angeschaltet wird.

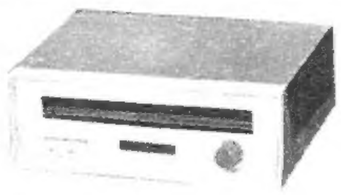
Aus dem Heimempfängerprogramm stellte *Siemens* jetzt den UKW-Heimsuper „Klangmeister RG 95 Electronic" (10 FM-Kreise, 10 Trans + 9 Halbleiterdioden + 1 Se-Gl) mit Diodenabstimmung vor. Das Abstimmaggregat hat fünf Stationstasten, die sich jeweils über den gesamten UKW-Bereich abstimmen lassen. Jeder Taste ist eine eigene kleine Skala zugeordnet. Die eisenlose Endstufe des Gerätes liefert 3 W Ausgangsleistung.

Der neue 59-cm-Tischempfänger „Bildmeister FT 97" hat eine farbige Weichplastik-Front, die in den Farben Bordeauxrot, Cognac und Weiß geliefert wird, während die Gehäusezarge mit Edelholz furniert ist. Die durchgesteckte Bildröhre liegt ohne Maske in der gepolsterten Weichplastik-Front. In der Fernbedienung ist ein Transistorverstärker für zwei Ohrhörer eingebaut, so daß sich die Ohrhörer-Lautstärke getrennt einstellen läßt. Als tragbares Gerät hat *Siemens* den 47-cm-Empfänger „FK 91" im Programm, dessen Horizontalchassis mit dem Bedienungsaggregat eine Einheit bildet, die sich ohne Werkzeug ausbauen läßt. Auf die fünf Stationstasten des Allbandwählers können wahlweise VHF- oder UHF-Sender gelegt werden.

Vollkeramische Video-Magnetköpfe

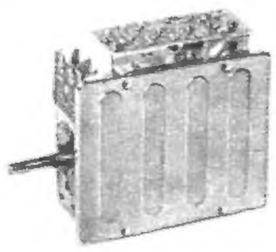
Die *Wolfgang Bogen GmbH* hat vollkeramische Video-Magnet-

Für Werkstatt und Labor



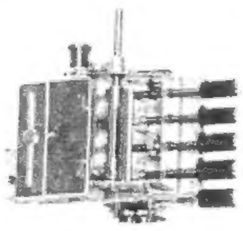
Neu! Jetzt mit AF 239 Nogoton TC 64 n in modernem Flachgehäuse UHF - VHF - Umschalter, Linearskala, setzt Band IV u. V auf Band I um. Netzanschluß 220 V~
1 St. **65,—** 5 St. à **63,50** 10 St. à **62,—**

UC 130 Transistor-Converter, in modernem Flachgehäuse, UHF/VHF-Umschalter, Linearskala, setzt Band IV u. V auf Band I um, 2 Trans. AF 139
1 St. **62,50** 3 St. à **60,—** 5 St. à **59,—** 10 St. à **57,50**



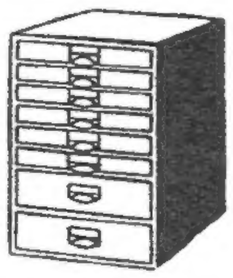
Neu! Jetzt mit AF 239 im Eing. ET 24a Trans.-Tuner u. ET 25a Converter-Tuner, mit Eing.-Baluntrafo, Ausg.-Symmetrierglied und Schaltung
1 St. **35,—** 3 St. à **32,—**
10 St. à **30,—** 25 St. à **29,—**
Neu! ETC 11 Schnelleinbau-Trans.-Converter. Jetzt mit AF 239, rauscharm im Eingang, einfache Rückwandmontage. Gerät vollkommen verdrahtet, nur 2 Drähte anzuschließen
1 St. **45,—** 5 St. à **42,—** 10 St. à **39,50**

TT 49 Telefunken-Converter-Tuner, mit Heiztrafo, dadurch kein Auftrennen der Heizleitung, Rö.: EC 88, EC 86, Winkelfeintrieb mit Bauanleitung
1 St. **29,50** 3 St. à **27,50** 10 St. à **26,—**
TT 50 dito, Normal-Tuner mit Heiztrafo, EC 86, EC 88
1 St. **29,50** 3 St. à **27,50** 10 St. à **26,—**



UAE 5 NSF-Telefunken-Trans.-Tuner, mit Speicherautomatik, schnelles Umschalten auf das 2. und 3. Progr., 2 × AF 139, 5 Drucktasten, Ein-Aus, UHF, VHF, 3 Programmtasten
1 St. **46,—** 3 St. à **41,—** 10 St. à **39,50**

UAE 10 Telefunken-UHF/VHF-Abstimmeinheit, bestehend aus Trans.-Tuner, Kanalschalter, mech. Speichereinheit für mehrere FS-Programme. Anschluß durch Novalstecker, mit FTZ-Prüf-Nr., auch zum Umbau nicht störstrahlsicherer FS-Geräte zu verwenden.
1 St. **69,50** 3 St. à **64,50** 10 St. à **59,50**
UAE 20, wie oben, jedoch mit Rö.-UHF-Tuner
1 St. **59,50** 3 St. à **54,50** 10 St. à **49,50**
Drucktasten-Aggregat SPE 1, mit 6 Speichertasten, Ausführung wie UAE 10, ohne UHF- u. VHF-Tuner
1 St. **13,50** 5 St. à **11,50**



U 41 Ca, Ordnungsschrank mit 2000 Bauteilen, z.B. 500 Widerstände, 0,5-4 W; 250 keram. Kondensatoren; 15 Elkos; 20 Potis; HF-Eisenkerne; div. Rö.-Fassungen sowie Schrauben, Muttern, Lötösen, Rohrnieten und weiteres Kleinmaterial. Schrankmaße: 36,5 × 44 × 25 cm **89,50**

U 41 Cb wie U 41 Ca, jedoch 2500 Bauteile, davon 1 Teil bes. Fernseh-Reparaturen, z.B.: Einstellregler, Selengleichrichter, Knöpfe u.a., spez. Röhrenfassungen, Heißleiter, Magnete **119,50**
U 41, obiger Schrank ohne Inhalt **45,75**
Für weitere Ordnungsschränke fordern Sie bitte meine Spezial-Liste U 14 an.

RSK 2 sp Werco-Service-Koffer, mit Spezialspiegel, abschließbarer Holzkoffer mit 20 Fächern für 60 Röhren, Meßgerätefach, 2 Fächer für Werkzeuge, ausgezeichnet für FS-Reparaturen außer Haus geeignet. Maße: 500 × 358 × 130 mm **42,50**
Obiger Koffer, mit Rö.-Voltmeter HRV 160, 30-W-Lötkolben, je 1 Dose Kontakt- und Politurspray **189,50**

SORTIMENTE für Werkstatt und Labor. Die Sortimente zeichnen sich durch erstklassige Qualität der Teile aus und sind besonders für den Werkstatt- und Laborbedarf zugeschnitten.
SK 2/10, 100 keramische Kondensatoren **5,90, SK 2/25,** 250 desgl. **13,25, SK 2/50,** 500 desgl. **24,95, SK 4/10,** 100 Styroflex-Kondensatoren **5,75, SK 4/25,** 250 desgl., 125-1000 V, viele Werte **12,95, SK 9/5,** 50 Tauchwickel-Kondensatoren **9,50, SK 9/10,** 100 desgl., 125-1000 V **16,95, SK 11/10,** 100 Rollkondens., ERO-Minityp **6,50, SK 11/25,** 250 Rollkondens., ERO-Minityp **14,75, SK 21/2,** 25 NV-Elkos **7,50, SK 21/5,** 50 desgl. **12,50, SK 22/1,** 10 Elkos, gute Werte **7,50, SW 13/10,** 100 Widerstände, 0,05-2 W **4,95, SW 13/25,** 250 desgl. **11,50, SW 13/50,** 500 desgl. **21,50, SP 28,** 25 verschiedene Potentiometer **14,50**

PE 4 Perp.-Ebner Plattenspieler-Verstärker Rö. PCL 86, und Netzteil mit gehörrichtiger Lautstärke, Höhen- und Tiefenregelung, sehr guter Klangverstärker, kann auch in Musiktruhen eingebaut werden, wenn dieser zur Schallplattenwiedergabe benutzt werden soll. Kpl. mit Schaltbild **34,—**

Graetz Universal Vorschalttrafo für Geräte bis 300 W, prim. u. sec. abgesichert, einstellbar 101-110-117-127-150-200-220 V m. Stecker u. Schnur **24,50**

TRANSISTORQUELLE
Original-Transistoren 1. Wahl, keine Postenware

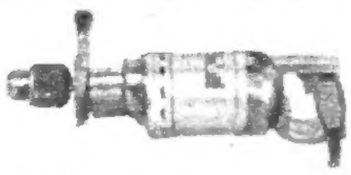
	St.	10 St. à		St.	10 St. à
AC 151	**1,45**	**1,20**	**AC 176**	**2,50**	**1,95**
AC 153	**2,25**	**1,65**	**AD 150**	**3,75**	**3,—**
AC 187, AC 188 npn u. pnp			Paar 2 St.	**4,75**	10 Paar à **3,80**
AF 139	1 St.	**3,40**	10 St. à	**3,10**	100 St. à **2,90**
AF 239	1 St.	**4,50**	10 St. à	**3,80**	100 St. à **3,20**
Silizium-Transistoren					
BC 107	**2,75**	**2,20**	**BC 147**	**2,25**	**1,80**
BC 108	**2,50**	**1,95**	**BC 148**	**2,—**	**1,60**
SEL-Transistoren					
BFY 37	**4,—**	**3,50**	**BSY 75**	**3,20**	**2,90**
BFY 39 III	**2,40**	**2,—**	**BSY 77**	**4,30**	**3,95**
BFY 40	**4,80**	**4,50**			
UKW-Sende-Transistoren					
AFY 11 C	**19,—**	**15,—**	**AFY 18**	**12,50**	**10,50**
HO 1-2-3 Dioden St.		**—,25**	10 St. à	**—,20**	100 St. à **—,15**
OA 86 A Dioden St.		**—,75**	10 St. à	**—,60**	100 St. à **—,45**
gefertigt für IBM					
FS-Silizium-Diode BO 180					
250 V, **0,5 A**	St.	**1,80**	10 St.	**16,50**	100 St. **145,—**
dito BY 230					
300 V, 0,8 A	St.	**1,95**	10 St.	**18,—**	100 St. **165,—**

Systemerneuerte Bildröhren mit 1 Jahr Garantie

AW 43-80	**59,—**	**AW 59-90/91**	**85,—**
AW 43-88	**58,—**	**AW 61-88**	**115,—**
AW 43-89	**58,—**	**AW 59-11 W/12 W**	**105,—**
AW 53-80	**60,—**	**AW 65-11 W**	**140,—**
AW 53-88	**74,—**		

Sonderangebot: Bildröhren Orig.-Mullard, Valvo
AW 43-88, fabrikneu **69,50**
Original Westinghouse, AW 53-88 **89,50**

Ein Schlager! Elektr. Handbohrmaschine HM 13,



im Metallgehäuse, Bohrleistung 13 mm in Stahl, 20 mm in Holz. Leistungsaufnahme ca. 330 W, Drehzahl 430 U/min. Präz. Dreibacken-Bohrfutter m. Zahnkranzspannung. Schalter im Handgriff u. Zusatzhalter f. große Drehkräfte **148,—**
BHM 13/ST, dazu passender Bohrständer, 120 mm Hub, Gewicht 18 kg **69,50**
ZF 125 Säge- und Schleifzusatzgerät wahlweise als Tischkreissäge oder als Schleifgerät auch in Verbindung mit jeder anderen Handbohrmaschine **59,50**
Lieferung p. Nachn. ab Hirschau. Aufträge unter 25,—, Aufschlag 2,—, Ausland ab 50,—, sonst Aufschlag 5,—. Wiederverkäufer und Großverbraucher verlangen Spezialkatalog.

Werner Conrad 8452 Hirschau/Bay.
Abt. FT 2 — Ruf 0 96 22/2 22 — FS 063 805

köpfe mit 1 µm Spaltbreite entwickelt, die bei 20 m/s die Anwendung einer Trägerfrequenz bis zu 5 MHz für frequenzmodulierte Videosignale gestatten. Die Kopfsysteme haben bei einer Größe von etwa 5 mm × 5 mm × 1 mm eine Spurbreite von 150 µm.

Miniaturrelais für gedruckte Schaltungen

Das neue Miniaturrelais „AZ 490" von *Zettler* ist mit 15 mm Bauhöhe bei einer Grundfläche von nur 30 mm × 12 mm nicht größer als ein kleiner Elektrolytkondensator. Damit ist eine platzsparende Anordnung mehrerer Druckschaltungskarten nebeneinander ohne weiteres möglich. Alle Anschlüsse liegen an der Unterseite des Relais und passen in das genormte 2,5-mm-Raster (Lochdurchmesser 1,3 mm).

Service für Fernseh-Kanalwähler

Mit einem speziellen Prüfplatz für Reparaturen an Fernseh-Kanalwählern aller Art hat *Grundig* jetzt seine Kundendienstwerkstätten bei den Niederlassungen und Werksvertretungen im gesamten Bundesgebiet ausgestattet, um eine schnelle Rücklieferung derartiger Reparaturen an den Fachhandel zu ermöglichen. Bei dem neuen Tuner-Prüfplatz handelt es sich um einen kompletten Fernseh-Prüfempfänger mit Bildschirmkontrolle und universellem Anschlußteil für jeden beliebigen Transistor- oder Röhrentuner. Bei Anschluß eines Wobbelsenders und Oszillografen sind auch sämtliche Abgleicharbeiten durchführbar.

Frequenzstabiler Quarzoszillator-Baustein

Durch kleine Abmessungen, geringen Stromverbrauch und vielfältige Variationsmöglichkeiten zeichnet sich ein neuer Quarzoszillator-Baustein von *Rohde & Schwarz* aus. Die Frequenzen der Steuerquarze können im Bereich 1 ... 10 MHz beliebig gewählt werden. Ein kleiner Thermostat sichert einwandfreies Arbeiten bei Umgebungstemperaturen zwischen —35 und +55 °C bei einem Durchgriff $\pm 3 \cdot 10^{-9}$ für den angegebenen Temperaturbereich (Alterung nach 100 Tagen Betrieb $1 \cdot 10^{-8}$/Woche). Zur Spannungsversorgung können je nach Wunsch positive oder negative Spannungen zwischen 10 und 30 V ungeregelt oder 7 V auf ±0,3 V geregelt verwendet werden. Die Ausgangsspannung von 0,5 V an 500 Ohm ist rückwirkungsfrei belastbar. Zur Grundstufe sind verschiedene Frequenzvervielfacher, Frequenzteiler und Ausgangsstufen in Form von Platinen lieferbar. Durch geeignete Wahl von Quarzfrequenz, Teiler und Vervielfacher ergibt sich ein Ausgangsfrequenzbereich zwischen 1 Hz und 100 MHz.

Elektronenrechner überbrücken den Atlantik

Die *Ford-Werke AG*, Köln, hat seit dem 1. September 1966 eine Direktverbindung zum elektronischen Rechenzentrum der *Ford Motor Company* in Dearborn, USA. Ingenieure und Techniker des Kölner Unternehmens können jetzt die Elektronenrechner in Dearborn direkt anwählen und Erfahrungswerte technischer und wirtschaftlicher Art, Programmierungs- und andere Daten schnellstens erfahren. Diese Direkt-Überseeschaltung ist die zweite ihrer Art innerhalb der *Ford*-Organisation. Die erste wurde Mitte vergangenen Jahres zwischen der *Ford Motor Company* in Dearborn und *Ford*, England, eingerichtet.

Gemeinschaftsantenne für 700 Wohnungen

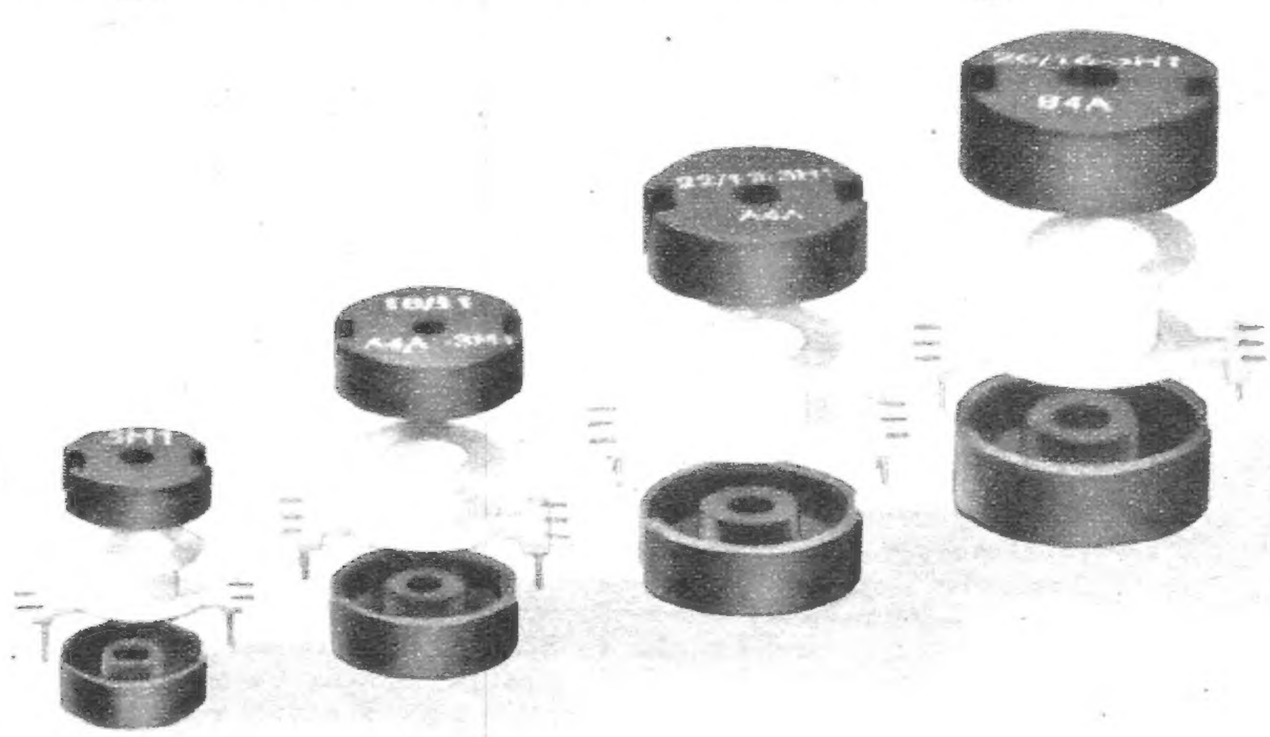
In Soest/Westfalen entsteht zur Zeit eine Stadtrandsiedlung mit etwa 700 Wohneinheiten in 300 Häusern, für die *Siemens* eine Gemeinschafts-Antennenanlage liefert. Die Antennen werden auf einem 25 m hohen Stahlrohrmast montiert. Alle Bauteile entsprechen den besonderen Anforderungen großer Anlagenetze.

„Intelsat II" verbindet Amerika mit Japan

Im Rahmen von Versuchsreihen mit dem Satelliten „Intelsat II" wurde vor kurzem erstmals eine Nachrichtenverbindung zwischen den USA und Japan hergestellt. Von der *RCA* als einer der Betriebsgesellschaften wurden dabei *Siemens*-Fernschreiber „100" als Endplätze der Telexverbindungen eingesetzt. Die jetzt mit Erfolg getestete Übertragungsstrecke soll später täglich etwa drei Stunden lang für Farbfernseh-, Fernsprech- und Telegrafieverbindungen verwendet werden.

VALVO BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Neue Spulenkörper für P-Kerne zur Verwendung in gedruckten Schaltungen

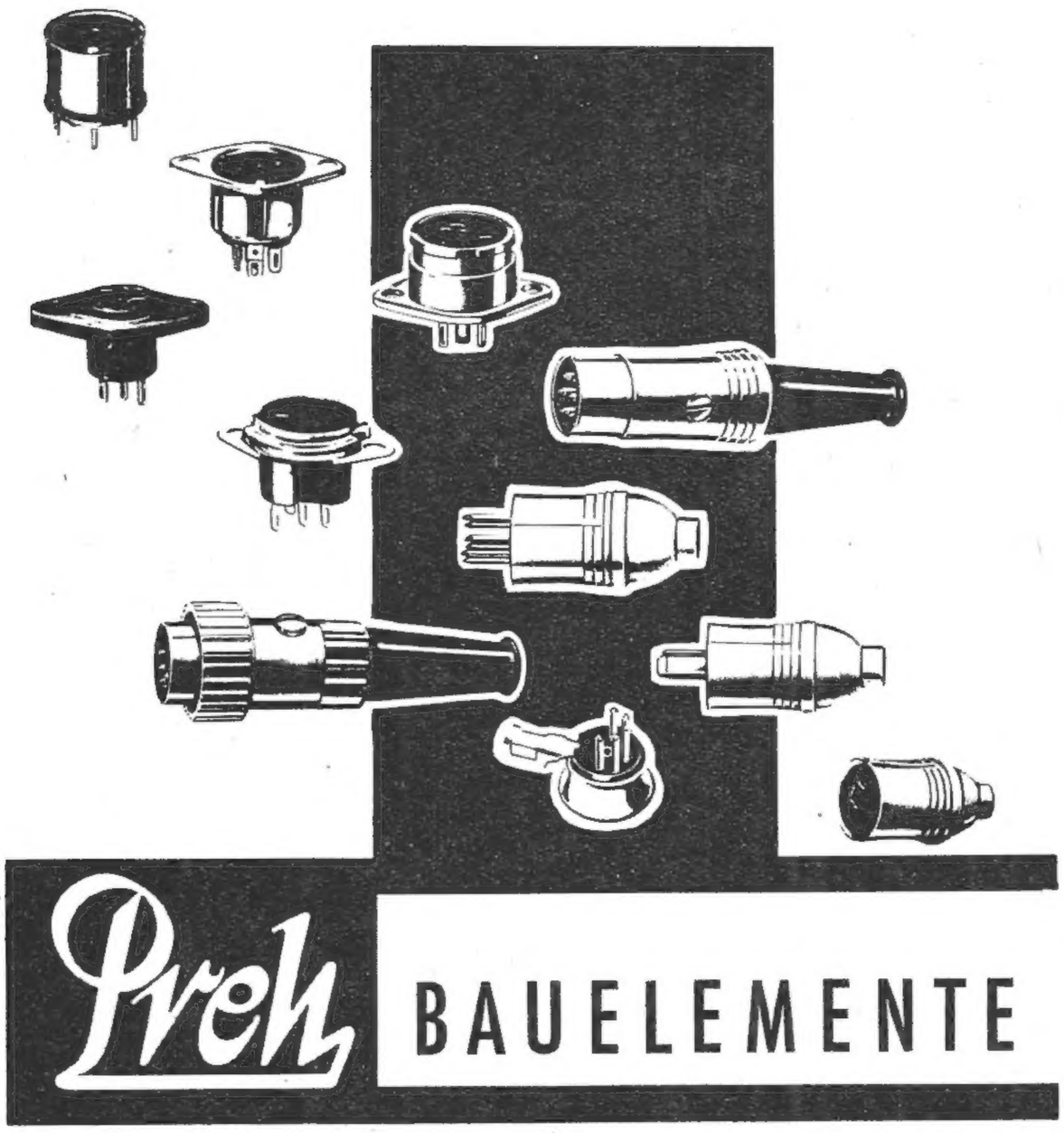


Die Spulenkörper für P-Schalenkerne mit Anschlußstiften wurden entwickelt, um eine möglichst geringe Einbauhöhe zu erreichen. Das Material für diese Spulenkörper ist glasfaserverstärktes Polyester, welches bei kurzzeitigen Temperaturen bis zu 280° C tauchlötfest ist. Alle bisher erforderlichen Montagezubehörteile, wie Gehäuse, Federring und Anschlußplatte, fallen weg, da die Schalenkerne nur miteinander verklebt werden. Gleichzeitig werden Montage- und Fertigungszeiten der Spulen verringert.

Wir liefern P-Schalenkerne nach DIN 41 293 der Größen P 9/5 bis P 42/29 und Spulenkörper mit Stiften für Einkammer-Ausführung P 14/8 bis P 26/16

VALVO GMBH HAMBURG

Q 1266/751



Preh BAUELEMENTE

STECKVERBINDUNGEN

SCHICHTDREHWIDERSTÄNDE
DRAHTDREHWIDERSTÄNDE
STUFENSCHALTER
RÖHRENFASSUNGEN
DRUCK- U. SCHIEBE-TASTEN

Preh ELEKTROFEINMECHANISCHE WERKE
874 BAD NEUSTADT / SAALE · BAY.
Messe Hannover, Halle 11 – Stand 1401

Transistortechnik für Freizeit und Beruf

Wollen Sie Transistor-Fachmann werden oder in Ihrer Freizeit mit Transistoren basteln? Möchten Sie Ihre Transistorgeräte (Empfänger, Verstärker, Meßsender, Prüfgeräte, Superhet und viel andere) selbst bauen? Wollen Sie solche Dinge reparieren lernen, zu gutem Nebenverdienst kommen oder zum hochbezahlten Fachmann aufsteigen?
Durch den hochinteressanten Fernlehrgang „Radio-Transistor-Praxis" bilden wir Sie daheim in Ihrer Freizeit gründlich aus. Sie lernen auf neuartige und außergewöhnliche Weise nicht nur theoretisch, sondern auch praktisch.
Viele hundert Bauteile erhalten Sie neben dem schriftlichen Lehrmaterial. Sie bauen daraus unter Anleitung erfahrener Fachlehrer hochwertige Transistorgeräte auf.
Vorkenntnisse brauchen Sie nicht. Wenn Sie solche besitzen oder sogar Radio-Fachmann sind, können Sie durch diesen Lehrgang Ihre Kenntnisse vervollkommnen und zu einem gewissen Abschluß bringen.
Weitere Einzelheiten erfahren Sie durch unsere Broschüre, die wir Ihnen gern kostenlos und unverbindlich zuschicken.

INSTITUT FÜR FERNUNTERRICHT,
Abt. T 7 D, Bremen 17, Postfach 7026

GUTSCHEIN

Diese interessante Broschüre erhalten Sie kostenlos!
„Radio-Transistor-Praxis"

Name:

Anschrift:

Ich bitte um kostenlose und unverbindliche Zusendung der vorgenannten Broschüre.

FT meldet.. FT meldet.. FT meldet.. FT

Stereo-Preis der Deutschen Rundfunkindustrie

Der Fachverband Rundfunk und Fernsehen im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e. V. (ZVEI) hat 1965 im Einvernehmen mit der Arbeitsgemeinschaft der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der Bundesrepublik Deutschland (ARD) einen „Stereo-Preis der Deutschen Rundfunkindustrie" gestiftet. Der Preis wurde bereits 1966 für zwei Musikwerke vergeben, während der noch nicht vergebene Stereo-Hörspielpreis jetzt erneut ausgeschrieben wurde. Die Einzelheiten über die Neuausschreibung des Stereo-Hörspielpreises sind den Statuten zu entnehmen, die bei den Pressestellen der Rundfunkanstalten der ARD, bei der ARD-Geschäftsstelle oder beim Fachverband Rundfunk und Fernsehen im ZVEI angefordert werden können.

14,7 Mill. DM für Forschungsvorhaben

Der Bewilligungsausschuß der Arbeitsgemeinschaft Industrieller Forschungsvereinigungen konnte zum Beginn des Jahres 1967 für 130 Forschungsvorhaben der angeschlossenen Forschungsvereinigungen insgesamt 14,7 Mill. DM aus Mitteln des Bundeswirtschaftsministeriums zur Vergabe empfehlen. 50 Anträge mit einem Volumen von 4,8 Mill. DM mußten zunächst zurückgestellt werden.

Prozeßrechner-Vertrag AEG-Telefunken–General Electric

Auf der Grundlage eines zwischen der Allgemeinen Elektricitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken und der General Electric Company (USA) abgeschlossenen Lizenzvertrages wird AEG-Telefunken die eigene Fertigung von Rechnern für die Prozeßautomatisierung aufnehmen. Das Unternehmen erhält auf diesem Gebiet uneingeschränkten Zugang zu den Erfahrungen der GE. Die Betätigung von AEG-Telefunken auf den übrigen Gebieten der elektronischen Datenverarbeitung wird durch den Lizenzvertrag über die Fertigung von Prozeßrechnern nicht berührt.

SEL-Geschäftsstelle Stuttgart in neuen Räumen

Die Geschäftsstelle Stuttgart der Standard Elektrik Lorenz AG und die Geschäftsstellen der zur SEL-Gruppe gehörenden Graetz Vertriebsgesellschaft mbH, der Schaub-Lorenz Vertriebsgesellschaft mbH und der Stereotronic Vertriebsgesellschaft mbH haben die Einrichtung ihres neuen, in den vergangenen Wochen bezogenen Gebäudes im Stadtzentrum am Rotebühlplatz jetzt abgeschlossen. Die Geschäftsstellen sind unter der Rufnummer (07 11) 2 00 31 zu erreichen.

Neue Elac-Vertretung in Stuttgart

Am 1. April 1967 übernahm die Firma Hartmut Hunger, Stuttgart, Löwentorstr. 10–12, mit einer Zweigniederlassung in Ravensberg, Ziegelstr. 54, die Vertretung der Electroacustic GmbH im Raum Stuttgart. Die Firma, die sowohl das gesamte Phono-Programm als auch das umfangreiche Fisher-Angebot der Elac vertritt, unterhält ein Auslieferungslager für Elac-Phonogeräte, -Einzel- und -Ersatzteile und gilt auch als Elac-Vertragswerkstatt.

Farbfernsehen bei Loewe Opta

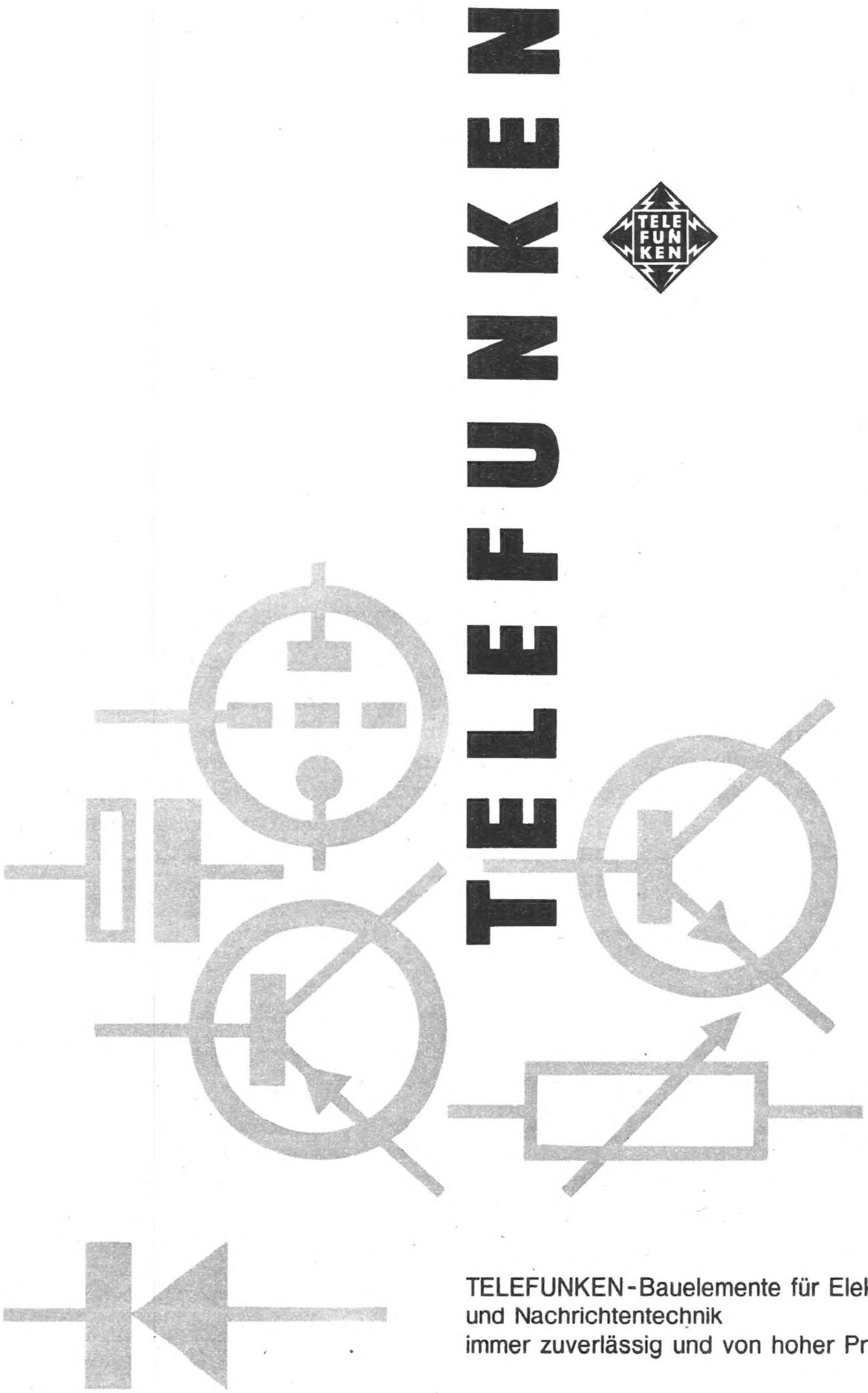
Bei den Loewe Opta-Werkvertretungen bzw. -Werkniederlassungen werden seit dem 16. Januar 1967 Schulungsvorträge einschließlich Demonstrationen mit dem Farbfernsehempfänger „F 900 Color" durchgeführt, die bisher von nahezu 500 Groß- und Einzelhandels-Firmen besucht wurden. Gleichzeitig wurden mehr als 2000 Techniker und Vertriebsfachleute in Kurzreferaten mit den Hauptproblemen des Farbfernsehens vertraut gemacht. Die Techniker hatten außerdem Gelegenheit, Konstruktion und Schaltungstechnik der Geräte in eintägigen Schulungsvorträgen kennenzulernen. Die Aktion wird bis zum Start des Farbfernsehens fortgesetzt.

Lehrgänge von Perpetuum-Ebner

Nach der Einführung verschiedener neuer Phonokombinationen mit dem Plattenwechsler „PE 72" hat die Kundendienstabteilung von Perpetuum-Ebner in 12 Städten der Bundesrepublik Tageslehrgänge durchgeführt, bei denen mehr als 250 Techniker des Fachhandels und der PE-Kundendienststellen über dieses neue Abspielgerät unterrichtet wurden. In Süddeutschland werden in den nächsten Wochen weitere Lehrgänge durchgeführt.

Die Halle der ARD

Für die ARD hat der SFB die Ausrichtung der Ausstellung in der Halle Berlin übernommen. Die Halle, in der sechs Studios und eine Reihe von allgemeinen Informationsständen eingerichtet werden, wird zwei Ebenen erhalten: eine 3 m hohe Publikums- und Laufebene, von der man in die Studios hinabsteigt, und eine Studio- und Betriebsebene. In den Studios A (1100 Plätze) und B werden Farbfernsehsendungen produziert, wobei das Publikum die Produktion durch große Glaswände verfolgen kann. Ein Hörfunkstudio C mit rund 350 Plätzen bietet täglich in drei Programmblöcken Magazin- und Unterhaltungssendungen fast aller deutschen Sender, und im Stereo-Studio D mit vier Stereo-Boxen für je 18 Personen geben die Musikabteilungen der Sender einen Überblick über ihre Stereo-Produktion. Im Vorführraum E können die Besucher die III. Fernsehprogramme kennenlernen, während das Studio F für etwa 200 Personen als Mehrzweckstudio für aktuelle Sendungen und Filmvorführungen bestimmt ist.



TELEFUNKEN-Bauelemente für Elektronik
und Nachrichtentechnik
immer zuverlässig und von hoher Präzision

HANNOVER-MESSE 1967

29. April bis 7. Mai

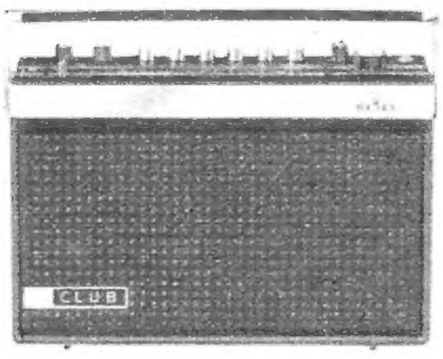
Halle 11 Obergeschoß Stand 1404

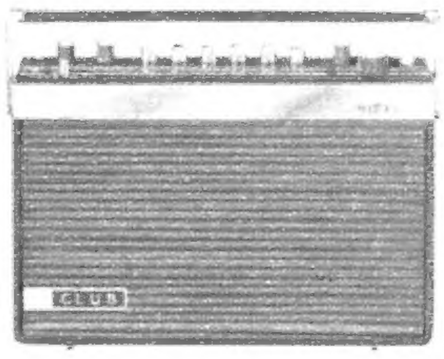
ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT
AEG-TELEFUNKEN

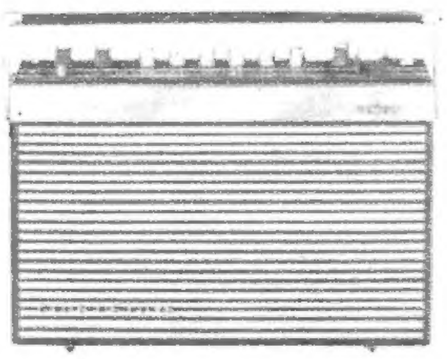
GESCHÄFTSBEREICH BAUELEMENTE

SIEMENS

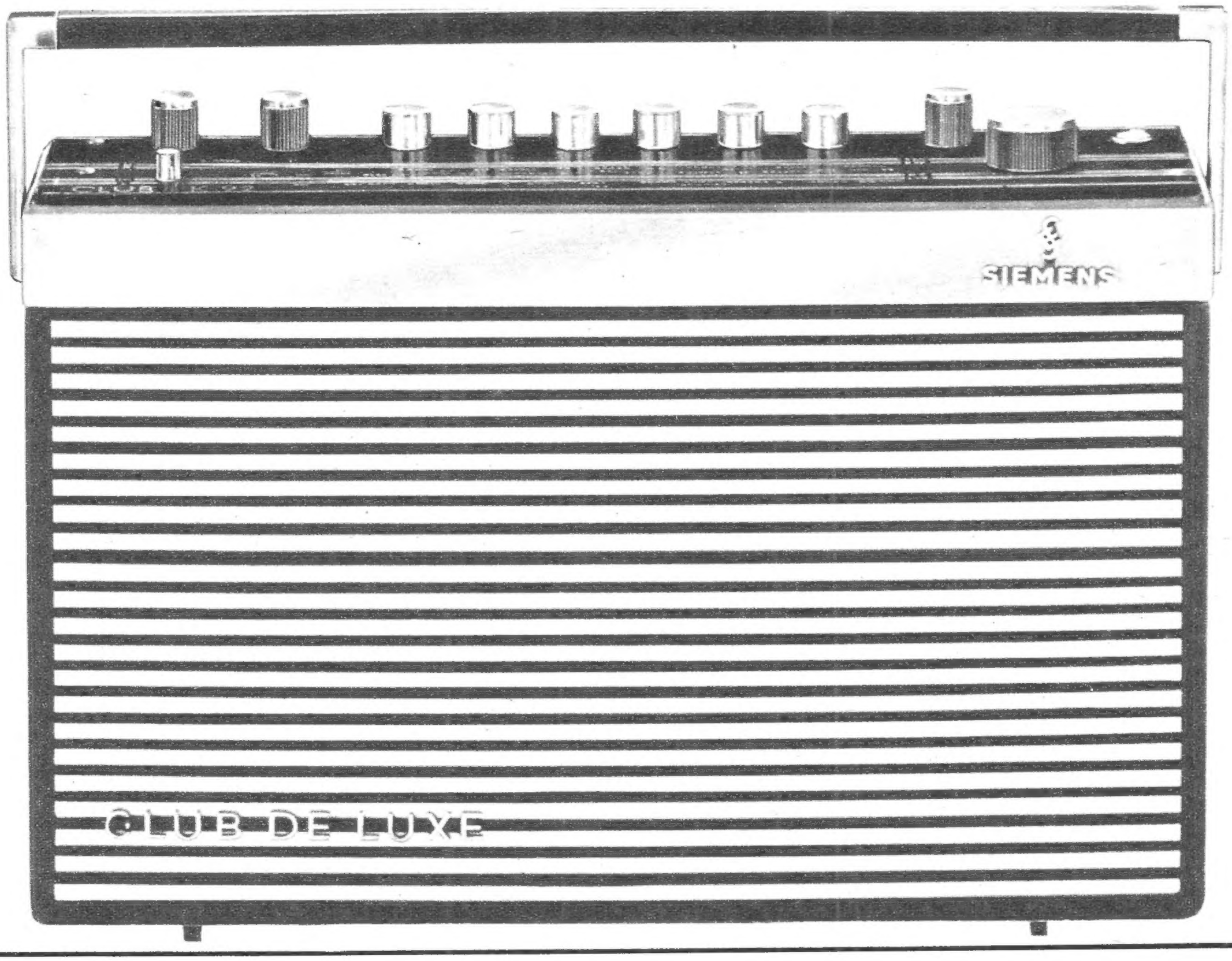
Warum kann sich der neue CLUB nicht nur hören lassen?







Er kann sich auch sehen lassen! Denn nicht weniger als 3 ansprechende Ausführungen stehen zur Wahl: Vorderfront mit anthrazitfarbenem Weichplastic-Überzug, mit Palisander-Dekor oder mit Chrom-Zierleisten in DE-LUXE-Ausführung. Also eine dreifache Verkaufschance. Dazu die ausgezeichnete Wiedergabe, die der eines Heimgerätes ebenbürtig ist. Und die Technik? Überzeugend! 4 Wellenbereiche mit automatischer UKW-Scharfabstimmung (AFC), 2 W Ausgangsleistung bei Kofferbetrieb durch Sparschaltung, 3 W Ausgangsleistung bei Autobetrieb, Anschlüsse für Tonbandgerät (Aufnahme und Wiedergabe) und Plattenspieler, Ohrhörer, Netzanschlußgerät; Skalenbeleuchtung, Batteriekontrolle, Autohalterung mit Diebstahlsicherung für 6 V- und 12 V-Bordnetze. Siemens-Koffersuper CLUB – ein Gerät mit großen Verkaufschancen.



475018

22. JAHRGANG · 1967 Nr. 7

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK

FUNK-TECHNIK

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Neue Bestimmungen über den Amateurfunk

Die neue „Verordnung zur Durchführung des Gesetzes über den Amateurfunk" (DVO) vom 13. März 1967, die das Bundesministerium für das Post- und Fernmeldewesen unter Mitwirkung des Deutschen Amateur Radio Clubs (DARC) ausarbeitete, ist durch zwei wesentliche Züge geprägt: durch die Anpassung an die Vollzugsordnung Funk (VO Funk) zum Internationalen Fernmelde-Vertrag Genf 1959 und durch die Notwendigkeit zur Rationalisierung und Vereinfachung des Verwaltungsaufwandes.

Zwar nehmen viele lizenzierte Funkamateure mit Bedauern Abschied von der alten DVO von 1949, die vor achtzehn Jahren erst unser Amateurfunkgesetz zum „fortschrittlichsten der Welt" gemacht hatte. Doch nehmen sie mit Befriedigung zur Kenntnis, daß auch die Deutsche Bundesregierung der Auffassung ist, daß es eine „Aufgabe des Amateurfunks ist, technisch interessierten Personen die Möglichkeit zu geben, sich mit der Funktechnik und dem Funkbetrieb praktisch zu befassen". Unter diesem Aspekt hatte Staatssekretär Bornemann vom BPM im Dezember 1964 auf eine Anfrage im Bundestag eine Amateursendegenehmigung nach Klasse C ohne Morseprüfung angekündigt. Die VO Funk 1959 hatte diese Möglichkeit erstmals für rein technisch interessierte Personen im Amateurfunkdienst auf Frequenzen über 144 MHz vorgesehen, während sie sonst grundsätzlich für alle Dienste Telegrafiekenntnisse fordert. In der neuen DVO ist diese Klasse C verwirklicht und gestattet mit 10 Watt Verlustleistung in der Sender-Endstufe den Betrieb auf den bisherigen vier UKW-Amateurbändern bei 144 MHz (2 m), 430 MHz (70 cm), 1250 MHz (24 cm) und 2300 MHz (13 cm), wozu neuerdings noch vier Bänder bei 3,4 GHz, 5,6 GHz, 10 GHz und 21 GHz (also bis 1,4 cm) treten. Die letzteren (Vorsorge der VO Funk für künftige Entwicklung) sowie das 2,3-GHz-Band sind auch für die Klassen A und B nur mit 10 Watt Verlustleistung zu benutzen; für alle anderen Bänder gelten für die Klasse A neuerdings 50 Watt und für die Klasse B jetzt 150 Watt maximale Endstufen-Verlustleistung.

Bei der Bemessungsgrenze nach Verlustleistung ist es also geblieben, obwohl sowohl der DARC, als auch das Fernmeldetechnische Zentralamt (FTZ) eine Begrenzung nach Input (Eingangsleistung) vorgeschlagen hatten. Aber angesichts der Knappheit an qualifiziertem Personal bei den Oberpostdirektionen für schwierige und unter Umständen nicht gefahrlose Messungen in Privatanlagen hatten diese auf der bisherigen Regelung bestanden. Der Verwaltungsvereinfachung ist es auch zuzuschreiben, daß für die Klasse A jetzt ebenso wie für Klasse B Telefonie auf 40 m und auf 20 m zugelassen wurde, da es für die Funkkontrollmeßstellen zu schwierig ist, die Innehaltung der bisherigen Regelung zu überwachen.

Einige Mühen wird den Amateuren und ebenso den Herstellern von Amateursendeanlagen der § 12 (3) über „unerwünschte Ausstrahlungen" bereiten: Bei Betriebsfrequenzen unter 30 MHz und Leistungen über 25 Watt sollen sie um 40 dB und über 30 MHz (Fernsehbänder) sogar um 60 dB unter der Senderausgangsleistung liegen; darunter gelten die bei 25 Watt resultierenden Absolutwerte 2,5 mW (unter 30 MHz) beziehungsweise (über 30 MHz) 25 µW maximale Störstrahlung. Das erfordert unter Umständen Verzicht auf C-Betrieb in der Endröhre, wirksame Schirmung, Verdrosselung, Oberwellensiebung, niederohmige (koaxiale) und antennenseitig gut angepaßte Auskopplung; alles das, was der DARC unter der Devise „störstrahlungsfrei" seit langem propagiert. Das gilt für neue Anlagen ab sofort, für bestehende ab 1.1.1970. Zu Prüfzwecken sind neben dem Stationstagebuch Schaltungsunterlagen der Station und der Antennenanlagen zu führen und laufend zu ergänzen.

Daß aber bei etwaigen Beschwerden auch der Besitzer einer gestörten Anlage hinsichtlich Einstrahlungsfestigkeit und Antennennutzspannung sämtliche vertretbaren Möglichkeiten ausschöpfen muß, zeigt, daß auch der Amateurfunk als Funkdienst behandelt und ihm ein Schutz gewährt wird, wie man ihn anderen Diensten zuerkennt (zum Beispiel dem rasch angewachsenen Taxifunk, wo ähnliche Probleme aufgetreten sind).

Wo bisher im Zusammenhang mit technischen Bestimmungen der DVO von VDE-Vorschriften die Rede war, sind diese mit dem Bezug auf die „anerkannten Regeln der Technik" durchaus weiter gemeint; sie konnten aber nach neuen gesetzestechnischen Normen nicht genannt werden, weil sie gesetzlich nicht verankert sind. Dagegen besteht kein Bezug mehr auf die Unfallverhütungsvorschriften, da diese in technischer Hinsicht nur die VDE-Vorschriften zitieren, im wesentlichen aber die Verpflichtungen zwischen Betriebsleitung und Betriebsangehörigen regeln.

Was das Verbot des Drittenverkehrs anbelangt, also einer Übermittlung für und an Dritte, so sind künftig — einer längst geübten Praxis folgend — ausdrücklich Nachrichten, die den Amateurfunk betreffen, und Notrufe ausgenommen. Die erforderliche Prozedur bei der Behandlung von Notrufen ist aber nicht mehr erwähnt, ebensowenig wie die Weiterleitung des Verkehrs von wissenschaftlichen Funkstellen oder Expeditionsfunkstellen. Dagegen wird der Empfang von Normalfrequenz- und Zeitzeichensendungen auch außerhalb der Amateurbänder ausdrücklich freigegeben. Gleiches gilt für Sendungen, die durch besondere BPM-Verfügung zugestanden werden können (hier wäre eventuell an Beobachtungen einzelner Satelliten zu denken; generell hat das BPM über fremde Satellitensendungen keine Verfügungsgewalt).

Die Amateursendegenehmigungen gelten künftig außer für den festen Standort und als „Portable" auch allgemein für Mobilbetrieb, so daß eine Eintragung in die Genehmigungsurkunde nicht mehr nötig ist. Eine Verwaltungsanweisung soll regeln, daß in die Urkunde künftig eingedruckt oder gestempelt wird: „Gilt auch für Betrieb in einem Kraftfahrzeug."

Geregelt wird natürlich auch, wie man zu einer Amateursendegenehmigung kommt. Der Antrag wird jeweils für Klasse A oder C gestellt; auf Klasse C als „Trostpreis" bei Nichtbestehen der Morseprüfung braucht niemand zu hoffen! Das einzureichende Führungszeugnis über die letzten fünf Jahre darf nicht älter als drei Monate sein. In den Prüfungsausschuß wird mindestens ein Funkamateur berufen, der fünf Jahre im Besitz einer Amateursendegenehmigung nach Klasse B sein muß und (laut kommender Verwaltungsanweisung) vom DARC vorgeschlagen wird. Bei dreimaligem Nichtbestehen der Prüfung wird künftig erst nach drei Jahren eine neue Prüfung möglich sein. Prüfungen kosten 15 DM, Wiederholungen 5 DM, Ausfertigung der Urkunden und jede Änderung 3 DM. Die monatliche Gebühr beträgt — kaum kostendeckend (?), aber zur Vereinfachung der Verwaltung — für alle Klassen einheitlich 3 DM. Gebühren für einen zweiten Standort konnten unter Hinweis auf sonst anfallende Verwaltungsarbeit bei jedesmaliger Ummeldung abgewendet werden.

Wie früher, so kann auch jetzt bei Verletzung der Bestimmungen die Deutsche Bundespost die Einstellung des Betriebes verlangen. Neu ist aber, daß die Genehmigung in Angleich an die neueren Verordnungen für andere Funkdienste „aus zwingenden Gründen des öffentlichen Wohls" widerrufen werden kann. Hoffen wir, daß dieser Fall nie eintritt!

Ob nun diese neue DVO wieder achtzehn Jahre oder länger bestehen wird, hängt nicht zuletzt davon ab, wie sich die künftigen Klasse-C-Inhaber — man schätzt sie doch auf einige tausend — in die Regeln des Amateurfunks, in die Reihen der Funkamateure und des DARC einfügen, der bereit ist, auch ihre Interessen zu vertreten. Denn nur dank der Tatsache, daß der DARC auf freiwilliger Basis etwa 85% der bundesdeutschen Funkamateure in sich vereinigt (die restlichen 15% sind fast alle inaktive Genehmigungsinhaber), konnte er sich ein eindeutiges und erfolgreiches Mitspracherecht bei der Gestaltung dieser neuen DVO zum Nutzen — wie er hofft — des Amateurfunks in Deutschland sichern.

DL Ø SH

H. JENSEN u. H. IHM

Der Simultan-Eidophor · Ein Großbildprojektor für Farbfernsehen

DK 621.397.132

Der Simultan-Eidophor ist ein neuer nach dem Eidophor-Prinzip arbeitender Fernsehprojektor, der von der *Gretag* in Zusammenarbeit mit *Philips* entwickelt wurde. Er kann sowohl im direkten Anschluß an eine Farbfernsehkamera arbeiten, als auch – unter Einschaltung entsprechender Empfangsgeräte und Decoder – die nach dem PAL-, SECAM- oder NTSC-Verfahren ausgestrahlten Sendungen als Großbild projizieren.

Weder die Großprojektion noch das Farbfernsehen noch die Kombination beider sind grundsätzlich neu. Eidophor-Projektoren wurden in Deutschland erstmals im Jahre 1960 installiert. Seitdem werden sie an zahlreichen Stellen benutzt. Schon recht früh wurde das Eidophor-Prinzip für die Projektion von Farbbildern eingerichtet, wobei man freilich wegen der einfacheren technischen Verwirklichung das Sequenzverfahren wählte. Dazu wurde die Bildrasterzahl auf das Dreifache, also von 50 auf 150 Halbbilder je Sekunde erhöht und die einzelnen Halbbilder zeitlich nacheinander durch eine rotierende Filterscheibe jeweils nur mit rotem, grünem oder blauem Licht projiziert. Der Sequenz-Eidophor erfordert eine gleichartig arbeitende Spezial-Kamera und kann keine Fernsehsendungen, weder in Schwarz-Weiß noch in Farbe, projizieren. Diese Einsatzmöglichkeit des Eidophor-Prinzips wurde jetzt durch den neuen Simultan-Eidophor (Bild 1) geschaffen. Rund ein Dutzend dieser Geräte ist bereits in den Vereinigten Staaten und in Japan installiert, wo das Farbfernsehen seit langer Zeit gepflegt wird. In Europa ist bisher – außer bei den Herstellern – kein Simultan-Eidophor in Benutzung, jedoch sollen die ersten beiden Geräte im Herbst dieses Jahres in einem neuerbauten Klinikum in Berlin-Steglitz installiert werden.

Dieser neue Fernseh-Großbild-Projektor kann sowohl in direkter Verbindung mit einer Farbfernsehkamera arbeiten als auch – über einen entsprechenden Empfangsteil und Decoder – die von den Sendern ausgestrahlten Farb- und auch Schwarz-Weiß-Fernsehsendungen als Großbild projizieren. Dieser Projektor ist also kompatibel, wie übrigens auch der mit drei Farbprojektionsbildröhren arbeitende *Philips*-Fernsehprojektor. Diesem gegenüber liefert der neue Simultan-Eidophor infolge seiner starken Lichtquelle an Stelle von Leuchtstoffschichten einen wesentlich höheren Lichtstrom und erlaubt ohne weiteres die Projektion von Bildern bis zu 10 m Breite. In Deutschland wurde der Simultan-Eidophor erstmals auf einem Kolloquium in der Chirurgischen Universitätsklinik München am 14. Februar 1967 im praktischen Betrieb vorgeführt.

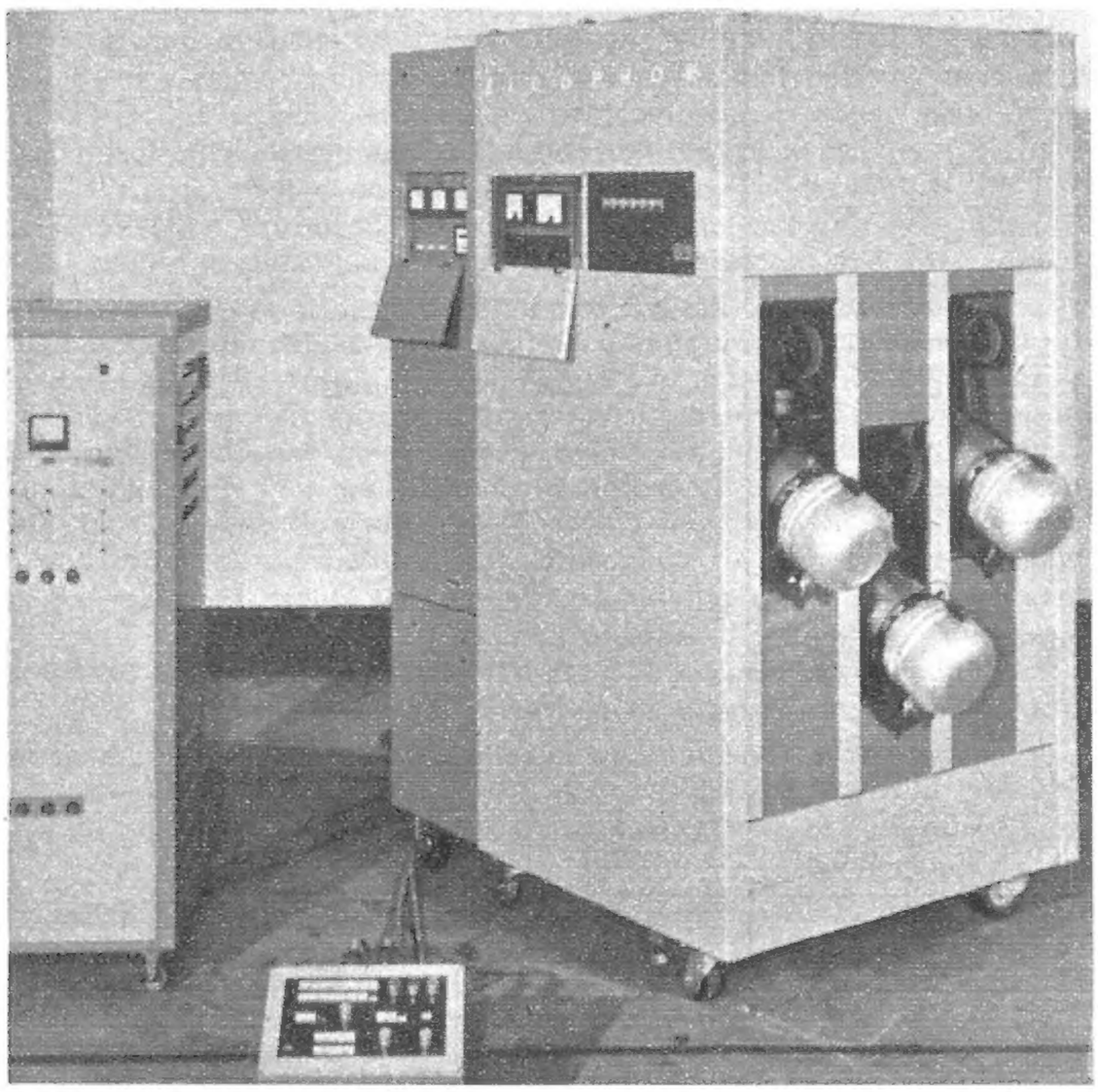


Bild 1. Fernseh-Großbildprojektor „Simultan-Eidophor EL 5799" von *Philips*; rechts Projektionsteil mit angehängten elektronischen Schaltungseinheiten, links Gestellschrank mit den Speise- und Versorgungseinrichtungen, vorn das Fernbedienungspult mit den für laufenden Betrieb notwendigen Einstellelementen ◀

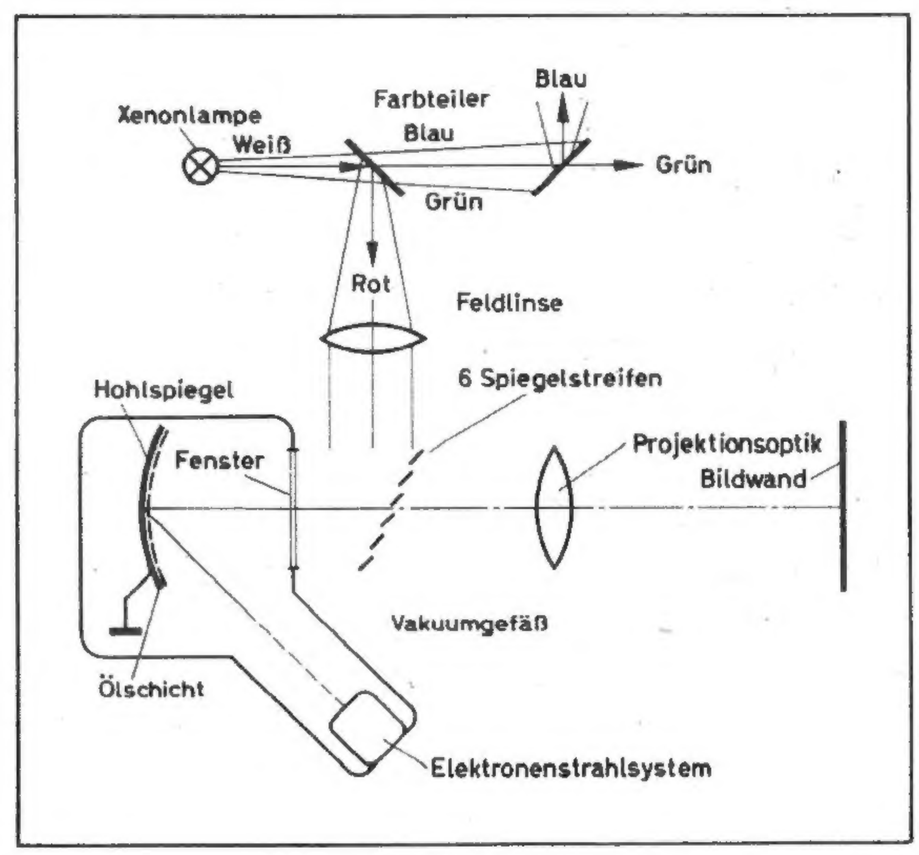


Bild 2. ▶ Schematische Darstellung des Eidophor-Prinzips

Das Eidophor-Prinzip

Das wesentliche Kennzeichen eines Eidophor-Projektors ist die fernsehmäßig unkonventionelle Art, in der ein Fernsehrasterbild aufgezeichnet, beleuchtet und projiziert wird. Der Simultan-Eidophor arbeitet prinzipiell nach dem gleichen Verfahren wie der Schwarz-Weiß-Eidophor [1, 2, 3]. In einem großen Vakuumgefäß (Bild 2) zeichnet der in üblicher Weise abgelenkte Elektronenstrahl ein Reliefbild von 54 mm × 72 mm Größe auf der Oberfläche einer dünnen Ölschicht. Das Reliefbild entsteht durch Zusammenwirken der Oberflächenspannung der Ölschicht mit den durch die unterschiedliche Elektronendichte verursachten elektrischen Anziehungskräften. Die Höhenunterschiede des Reliefbildes auf der 0,1 mm dicken Ölschicht betragen nur wenige tausendstel Millimeter. Erst mit Hilfe einer speziellen Beleuchtungs- und Projektionsoptik kann es sichtbar gemacht werden.

Die unterschiedliche Elektronendichte auf der Ölschicht, mit der die Helligkeitsverteilung in der ursprünglichen Szene wiedergegeben wird, wird im Gegensatz zu der sonst üblichen Technik nicht durch Amplitudenmodulation des Elektronenstrahls, sondern durch eine vorzugsweise vertikal wirkende Defokussierung erreicht. Dadurch bleibt die mittlere Elektronendichte über das ganze Aufzeichnungsgebiet hinweg konstant und erleichtert so den innerhalb eines Rasterwechsels notwendigen Ausgleich der Ladungen auf der Öloberfläche. Die Ölschicht wird laufend erneuert, da das Öl unter dem Einfluß der Elektronenbestrahlung zur Polymerisation neigt. Mit einem sauber polierten Glätterakel, dessen Form der Ölunterlage genau angepaßt ist, wird das Öl mechanisch geglättet. Durch langsame Rotation des Trägers der Ölschicht wird dem Aufzeichnungsgebiet immer wieder eine frische Ölfläche zugeführt. Um die richtige Konsistenz des Öles einzuhalten, wird es auf einer bestimmten Temperatur gehalten, die etwa im Bereich von 5 °C bis 15 °C liegt und von Fall zu Fall festgelegt wird.

Das Vakuumgefäß wird während des Betriebes dauernd evakuiert, da einerseits das zusammengesetzte Gehäuse, insbesondere infolge der durchtretenden Antriebswellen, nicht absolut dicht ist und ande-

Dr. phil. Hans Jensen ist wissenschaftlicher Mitarbeiter für optische Probleme und Dipl.-Ing. Helmut Ihm ist technisch-kommerzieller Mitarbeiter für Farbfernsehanlagen bei der *Deutschen Philips GmbH, Hamburg*

rerseits die Ölschicht im Vakuum etwas verdampft.

Das Licht einer 2,5-kW-Xenonlampe wird über eine Reihe von schmalen Spiegelstreifen, die unter 45° geneigt sind, so auf die Rasterfläche geworfen, daß diese gerade voll ausgeleuchtet ist. Die Spiegelstreifen sind so angeordnet, daß sie von der Lampe aus gesehen dicht aneinanderschließen, daß sie aber vom Reliefbild her gesehen Lücken der gleichen Breite wie die Streifen aufweisen.

Der Träger der Ölschicht ist ein Oberflächen-Hohlspiegel, dessen Krümmungsmittelpunkt in der Mitte der Streifenspiegel liegt. Er bildet die Streifen gegenseitig aufeinander ab. Wenn keine Deformationen auf der Ölschicht vorhanden sind, würde alles Licht wieder zur Lampe zurückgeworfen. Durch die Oberflächen-Deformationen aber wird das Licht entsprechend der Deformationsstärke und damit entsprechend der ursprünglichen Szenenhelligkeit abgelenkt und tritt dann durch die Zwischenräume zwischen den Spiegelstreifen hindurch, so daß es zum Projektionsobjektiv gelangt. Dieses bildet daher die einzelnen Punkte der Öloberfläche entsprechend der Stärke der Lichtstreuung als mehr oder weniger helle Punkte auf der Bildwand ab. So entsteht auf der Bildwand ein sichtbares Lichtbild, das der ursprünglichen Szene gleicht.

Farbige Bildwiedergabe mit dem Eidophor-Prinzip

Der Simultan-Eidophor setzt das farbige Fernsehbild aus drei einfarbigen Auszügen – aus dem roten, grünen und blauen Teilbild – zusammen und erzeugt durch additive Mischung das vollständige Farbbild. Dazu enthält er drei Elektronenstrahlsysteme und drei Spiegelträger mit der Ölschicht. Alle drei Systeme sind jedoch zu einem gemeinsamen Hochvakuumgefäß verbunden, so daß nur eine einzige Vakuumapparatur notwendig ist. Auf diesen drei Ölschichten werden die drei Farbauszüge des Bildes entsprechend ihrer jeweiligen Helligkeitsverteilung aufgetragen.

Das Licht der Xenonlampe wird, bevor es auf die drei Gruppen von Spiegelstreifen trifft, durch ein dichroitisches Spiegelsystem mit Interferenzverspiegelungen nahezu verlustlos in die drei Farbbereiche Rot, Grün und Blau aufgeteilt. Diese drei Farbbereiche werden dann den entsprechenden Reliefbildern zugeleitet. Jedes einzelne Reliefbild wird mit einem eigenen Objektiv auf die Bildwand projiziert. Dort werden die Teilbilder so genau „aufeinandergelegt", daß sich die Konturen decken und ein farbiges Bild entsteht.

Aufbau des Simultan-Eidophors

Wegen des hohen Schaltungsaufwandes für die Farbwiedergabe erwies es sich als zweckmäßig, einen Teil der Schalteinheiten von dem eigentlichen Projektor zu trennen. Die für Erzeugung und Projektion des Bildes notwendigen Baugruppen sind in einem rund 2 m hohen Gestell aus Profilstahl (Bild 3) zusammengefaßt. In mittlerer Höhe liegt das dreiteilige Vakuumgefäß mit den schräg nach vorn unten herausstehenden Elektronenstrahl-Kanonen und den darüber befindlichen Objektiven. Im Bodenteil des Gestells stehen die Vakuumpumpe und die Vakuumkontrolleinrichtungen sowie die Ölumlaufanlage, die Kühlanlage und der Thermostat, mit dem die richtige Temperatur des Eidophor-Öles eingehalten wird. Über dem Vakuumgefäß ist die Xenonlampe mit der Beleuchtungsoptik und den Farbteilungselementen angeordnet, so daß die hohe Wärmeentwicklung der Lampe keine thermische Störung der übrigen Einrichtungen bewirkt.

An der Rückseite des Rahmengestells sind die Ablenk- und die Stabilisierungsschaltungen sowie auch die Bildsignalverstärker angeordnet. Sie sind für den Service bequem zugänglich, ohne die Betriebsfähigkeit des Projektors zu unterbinden. Sie können (je nach dem Einsatzort) für die Norm mit 525 Zeilen und 60 Halbbildern/s oder mit 625 Zeilen und 50 Halbbildern/s ausgelegt werden.

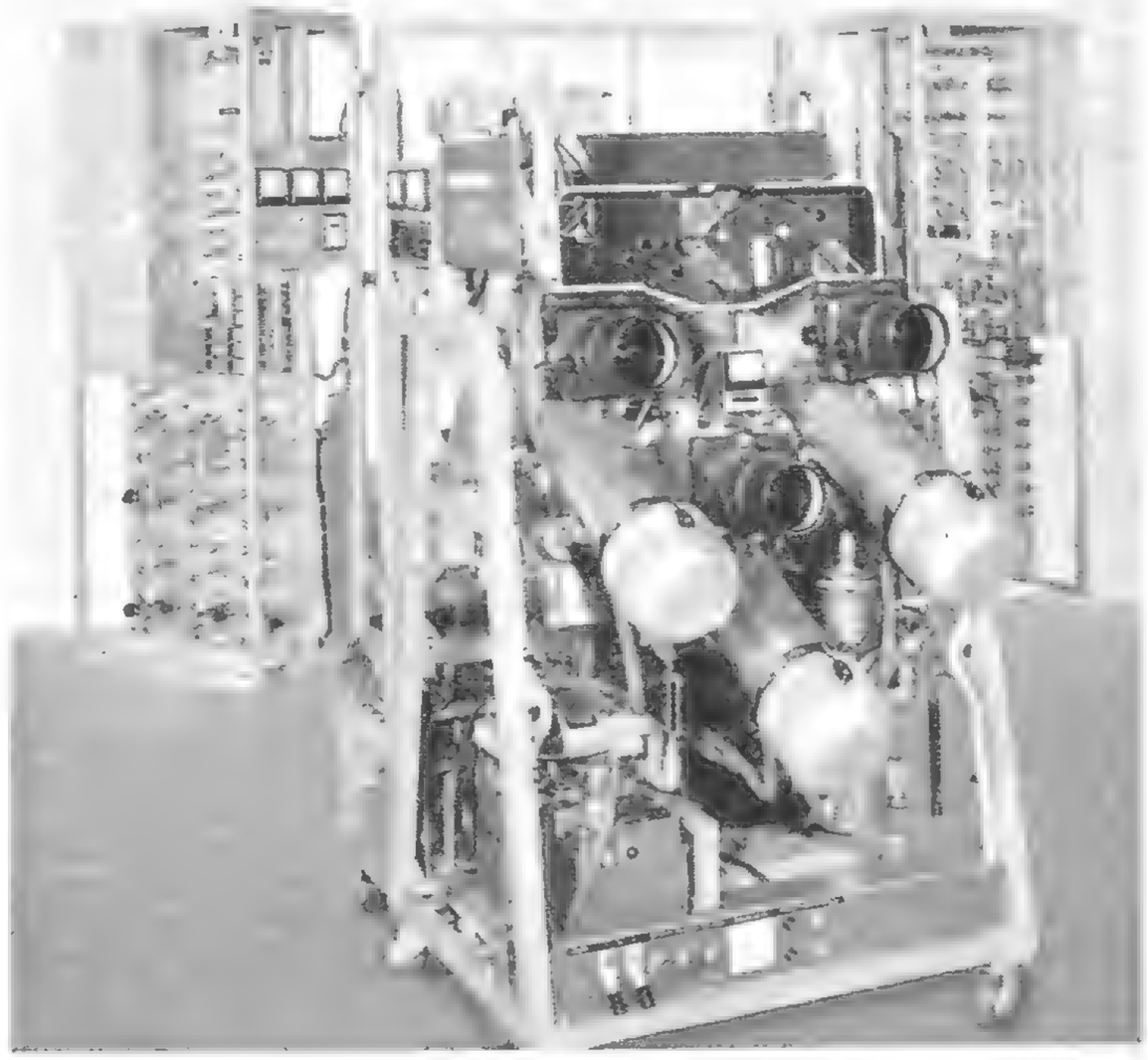


Bild 3. Simultan-Eidophor in geöffnetem Zustand

Für den laufenden Betrieb ist das Gestell allseitig durch glatte Deckplatten abgeschlossen. Zur Ausrichtung der optischen Achse auf die Mitte der Bildwand wird das gesamte Hochvakuumgefäß um seine horizontale Querachse geneigt. Die seitliche Ausrichtung wird durch Verschwenken des gesamten, auf Rollen laufenden Gestells vorgenommen. Bei Betriebsbereitschaft ruhen die im unteren Teil des Gestells aufgebauten Geräte direkt auf dem Fußboden, damit mögliche Erschütterungen der Projektionseinrichtung durch die sich bewegenden Teile verhindert werden. Einen kleinen Eindruck von dem Umfang der in und an diesem Rahmengestell untergebrachten Bauteile gibt vielleicht das Gesamtgewicht dieser Einheit: es beträgt 825 kg.

Alle zur Speisung der gesamten Elektronik notwendigen Geräte sind in einer gesondert aufzustellenden Netzanschlußeinheit zusammengefaßt (s. Bild 1). Diese kann bis zu 10 m entfernt vom eigentlichen Projektor aufgestellt werden.

Auch der Gleichrichter für die Speisung der Gasentladungslampe bildet ein gesondertes Element. Er kann ebenfalls in einiger Entfernung vom Projektor aufgestellt werden. Dieser Drehstrom-Gleichrichter liefert einen geglätteten Gleichstrom mit weniger als 15 % Spannungsschwankungen, wie er für den Betrieb von Xenonlampen gefordert wird. Überdies ist der Gleichrichter noch mit einem Spannungskonstanthalter versehen, der die Ausgangsspannung auch bei Netzspannungsschwankungen bis ± 10 % konstanthält.

Die Bedienungselemente der Eidophor-Anlage sind teils am Projektorteil, teils am Kontrollgestell angeordnet. Außerdem sind alle für den laufenden Betrieb notwendigen Bedienungselemente nochmals in einem Fernbedienungspult (s. Bild 1) zusammengestellt, mit dem man den Projektor von einem beliebigen, günstig gelegenen Platz bedienen kann.

Elektronische Schaltung

Die elektronische Schaltung setzt sich aus mehreren großen Baugruppen zusammen: den drei Videoverstärkern, dem Ablenkteil und der Ablenkkorrekturschaltung.

Die Videoverstärker sind für den Anschluß von Farbauszugssignalen für Rot, Grün und Blau vorgesehen. Durch eine Umschalteinheit lassen sich die Signalgruppen von zwei beliebigen Bildgebern wahlweise auf die Verstärker schalten. Über einen zusätzlichen Eingang kann ein Gittersignal für Testzwecke auf den Projektor geschaltet werden. Mit Hilfe einer eingebauten Matrix kann aus den drei Farbauszugssignalen das Y- oder Luminanz-Signal gewonnen werden, so daß es ebenfalls möglich ist, Farbsignale in Schwarz-Weiß zu projizieren. Die drei Verstärker für die Farbauszugssignale arbeiten völlig unabhängig voneinander auf das jeweils zugeordnete Strahlsystem.

Bild 4. Elektrostatische Modulationslinse des Eidophors mit Aperturblende und Anode

Im Gegensatz zur Steuerung von Katodenstrahlröhren, bei denen die Strahlstromstärke mit dem Signal moduliert wird, wirkt dieses beim Eidophor auf die Fo-

kussierung. Hierbei wird also die Strahlstromdichte und damit die lokale Elektronendichte auf der Rasterfläche variiert. Die dazu benötigten Signalamplituden sind mit einem Pegel von etwa 8 V_{ss} relativ gering gegenüber den zur Steuerung von Fernsehbildröhren benötigten Spannungen. Die Strahlstromdichte wird durch eine elektrostatische Modulationslinse (Bild 4) moduliert. Da die Modulation eine Defokussierung vorzugsweise quer zur Zeile erzeugen soll, ist die elektronische Linse aus vier achsenparallelen Stäben aufgebaut. Diese Elektroden sind sorgsam zur elektronenoptischen Achse des Strahlrohres justiert.

Das Katodenstrahlsystem (Bild 5) entspricht dem üblichen Aufbau, der von Fernsehbildröhren her bekannt ist. Es besteht aus der emittierenden Katode, die den Strahlstrom liefert, und den elektronischen Systemen zur Beeinflussung der Stärke, der Bündelung und der Richtung des Strahlstromes. Die Katode hat die Form einer Haarnadel (Bild 6), um eine

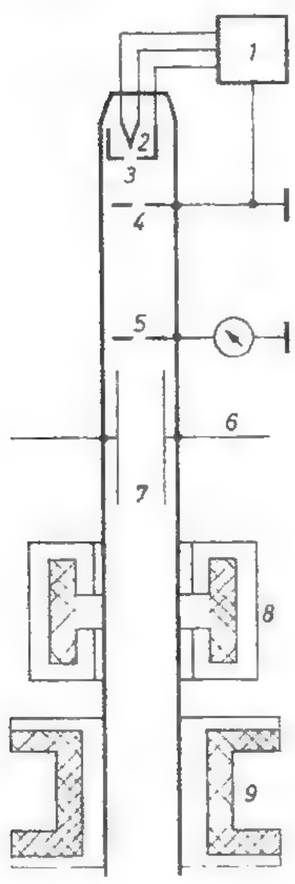


Bild 5. Schnitt durch das Katodenstrahlsystem.
1 Hochspannung und Katodenheizung, 2 Haarnadelkatode, 3 Gitter, 4 Anode, 5 Apertur- oder Lochblende, 6 Videosignalleitung, 7 elektrostatische Modulationslinse, 8 Fokussierspule, 9 Ablenkspule ◄

Bild 6. Haarnadelkatode

möglichst kleine, punktförmige Elektronenquelle zu erreichen. Ein unter Aufrechterhaltung des Vakuums drehbarer, ziemlich leicht austauschbarer Katodenhalter enthält drei dieser Haarnadelkatoden und reicht im Durchschnitt für etwa 300 Betriebsstunden aus. In der Nähe der Glühkatode liegt der Wehneltzylinder. Die nahe davor liegende Anode beschleunigt die Elektronen mit einer Spannungsdifferenz von 15 kV. Im Gegensatz zu Fernsehbildröhren liegt die Anode auf Erdpotential, weil dann der Metallkörper des Hochvakuumgefäßes auf Erdpotential liegt und eine hochspannungssichere Isolierung dieses großen Körpers erspart werden kann. Infolgedessen liegen die Katode und der Wehneltzylinder auf negativer Hochspannung von 15 kV gegen Erde. Diese Teile sind dementsprechend hochspannungssicher isoliert und gegen Berührung geschützt.

An der Stelle, wo der vom Wehneltzylinder ausgehende Elektronenstrahl seinen kleinsten Querschnitt hat, liegt eine Aperturblende, deren kleines Loch von etwa 30 µm Durchmesser die für die Bilderzeugung erwünschte scharfe Begrenzung des Elektronenstrahles liefert.

Die Elektronenstrahlablenkung

Der Elektronenstrahlengang verläuft schräg zur Aufzeichnungsfläche mit einem axialen Einfallwinkel von 30° (s. Bild 2). Dadurch entsteht eine erhebliche Trapezverzerrung des Abtastrasters. Zur Korrektur dieser Fehler wird dem Horizontalablenkstrom ein entsprechender Anteil von der Vertikalablenkung beigemischt. Das bedeutet, daß die Horizontalablenkamplitude mit der vertikalen Ablenkung moduliert wird. Die Vertikalablenkung muß ebenfalls korrigiert werden. Das wird durch eine entsprechende Schaltung zur Beeinflussung der Linearität des Ablenksägezahns erreicht.

Wie schon erwähnt, wird das Farbbild aus den drei Farbauszugssignalen gewonnen, das heißt, je eine der Projektionskanonen liefert ein rotes, ein grünes und ein blaues Bild. Diese drei Bilder müssen mit großer Genauigkeit zur Deckung gebracht werden. Dazu müssen die Abtastraster in den drei Eidophor-Kassetten bezüglich der Linearität und den Ablenkamplituden in horizontaler und vertikaler Richtung weitgehend übereinstimmen. Um dieses Ziel zu erreichen, werden die Ablenkungen durch weitere Zusatzsignale beeinflußt. Man überlagert allen drei Vertikal- und Horizontalablenkströmen zusätzliche Signale in Sägezahn- und Parabelform. Alle Amplituden dieser Korrektursignale sind regelbar, so daß es relativ leicht ist, die Abtastraster zur Deckung, also zur Konvergenz, zu bringen. Die Probleme entsprechen im Prinzip völlig denen bei Farbfernsehempfängern mit der Schattenmaskenröhre, sind aber infolge der vorher erwähnten Schrägprojektion des Elektronenstrahls noch etwas komplizierter.

Um die drei Abtastraster rein statisch zur Deckung zu bringen, könnte man die drei Projektionsobjektive so justierbar einbauen, daß die projizierten Bilder optisch übereinander gebracht werden. Das setzt jedoch eine relativ komplizierte Mechanik voraus. Man kann aber auch die Raster auf dem Ölfilm elektronisch verschieben, indem man der Ablenkspannung einen Gleichstrom überlagert. Der Aufwand hierfür ist relativ gering, so daß dieser zweite Weg beschritten wurde.

Aus dem oben Gesagten geht ziemlich klar hervor, daß man eine große Anzahl von Regelmöglichkeiten benötigt, um die Konvergenz des Projektors einzustellen. Zur Vereinfachung des Schaltungsaufbaus und zur Erleichterung der Bedienung sind alle Einstellpotentiometer innerhalb der zugehörigen Schaltung angeordnet (also nicht zur Bedienungsfläche herausgezogen) und mit Motoren ausgerüstet. Das Bedienpult enthält lediglich drei Schalter, mit denen jeweils einer der Motoren in Vorwärts- oder Rückwärtsrichtung eingeschaltet oder ausgeschaltet werden kann. Durch eine Reihe von Tasten lassen sich diese drei Steuerschalter auf den jeweils gewünschten Potentiometermotor aufschalten. Damit ergibt sich eine sehr einfache Aufteilung des Einstellpultes.

Ein weiteres sehr kompliziertes Problem trat dadurch auf, daß die Fokussierung durch die unterschiedliche Weglänge für den Elektronenstrahl nicht konstant ist. Das berührt aber das Grundprinzip des Eidophor-Verfahrens: die absolut gleichmäßige Dichte der Elektronenbelegung bei nichtmoduliertem Strahl. Dieses Problem wurde dadurch gelöst, daß man jedem Strahlerzeuger zwei Fokussierspulen zugeordnet hat. Die eine Spule wird mit einem konstanten Gleichstrom versorgt, der die grundsätzliche Fokussierung auf Rastermitte bewirkt. Die zweite Fokussierspule wird mit einem Gemisch aus sägezahn- und parabelförmigen Strömen versorgt, so daß die optimale Schärfe an jedem Punkt des Abtastrasters sich genau an der Oberfläche der Ölschicht befindet. Es handelt sich hierbei um eine der kompliziertesten Formen der dynamischen Nachfokussierung, die nebenbei zu einer hohen Bildschärfe bis in die äußersten Ecken führt.

Stromversorgung

Das Gerät ist mit Röhren bestückt und wird aus einem Regelnetzgerät mit einer hochkonstanten Gleichspannung versorgt. Die Hochspannung von 15 kV für die Strahlerzeuger wird aus einem stabilisierten Hochspannungsgenerator gewonnen. Auch alle anderen wichtigen Betriebsspannungen sind stabilisiert, so daß das ganze Gerät unempfindlich gegenüber Netzschwankungen ist.

Betriebseigenschaften

Wegen des recht komplizierten Aufbaus des gesamten Projektors muß selbstverständlich das für die Bedienung vorgesehene Personal sorgfältig eingearbeitet werden, ohne daß deswegen spezielle elektrische oder hochfrequenztechnische Erfahrungen erforderlich sind.

Wenn der Projektor in Betrieb genommen werden soll, muß zunächst für das notwendige Hochvakuum gesorgt werden, da das Vakuumgefäß nicht absolut luftdicht ist. Bei häufigerem Benutzen ist die notwendige Pumpzeit vor Beginn des praktischen Betriebes relativ kurz. Vorsorglich sollte man mit einer Zeit von etwa einer Stunde bis zu zwei Stunden rechnen.

Zur Erhöhung der Betriebssicherheit sind einige Sicherheitsschaltungen vorhanden. Bei Ausfall einer der Ablenkströme wird der Elektronenstrahl sofort automatisch gesperrt, damit die Ölschicht und der verspiegelte Träger in der Kassette nicht zerstört werden können. Ferner schalten sich die Pumpen nicht sofort ab, wenn man den Projektor außer Betrieb setzt. Das Hochvakuum muß nämlich so lange erhalten bleiben, bis das Gerät genügend abgekühlt ist. Dann schaltet die Pumpeinrichtung automatisch ab.

Zur Anpassung an die verschiedenen Verhältnisse des Vorführsaales steht eine Reihe von Projektionsobjektiven im Bereich von 150 mm bis 500 mm Brennweite zur Verfügung. Als Lichtquelle wird eine Xenon-Hochdrucklampe von 2,5 kW benutzt, die bei einer Brennspannung von etwa 30 V mit einer Stromstärke von etwa 90 A betrieben wird. Der Lampenstrom wird automatisch konstantgehalten. Damit erreicht man auf der Bildwand einen maximalen Lichtstrom von mindestens 3600 Lumen. Bei einem Vergleich dieser Zahl mit den Verhältnissen der Kinoprojektion darf man nicht übersehen, daß das Licht nicht durch die (auch in den hellen Stellen beträchtliche) Absorption des Films geschwächt wird, sondern voll auf der Bildwand wirksam ist. So ist es ohne Schwierigkeiten möglich, mit dem Lichtstrom des Simultan-Eidophors eine Bildfläche von 7,5 m × 10 m einwandfrei auszuleuchten.

Schrittum

[1] Hübner, R.: Eidophor-Farbfernsehprojektion. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 15. S. 531

[2] Gretener, E.: Physik und Technik des neuen Eidophor-Projektors. Kino-Techn. Bd. 12 (1958) S. 119–124

[3] Jensen, H.: Der Eidophor-Fernsehprojektor. Kino-Techn. Bd. 14 (1960) S. 253–258

O. DIETRICH u. F. LÖWEL

Elektronisch abstimm- und umschaltbare Fernsehtuner mit den Dioden BA 141, BA 142 und BA 143

DK 621.397.62

In zunehmendem Maße werden Kapazitätsdioden für die elektronische Abstimmung von Rundfunk- und Fernsehgeräten eingesetzt. Teilweise genügen dazu einfachdiffundierte Dioden, wie zum Beispiel die BA 110 und BA 111, die bereits seit 1961 auf dem Markt sind. Für die Abstimmung des UHF-Fernsehbereiches IV/V reicht die Kapazitätsvariation dieser Typen jedoch nicht aus. *Intermetall* hat daher zwei neue Silizium-Kapazitätsdioden speziell für die Abstimmung von Fernsehempfängern entwickelt, die einen größeren Kapazitätshub bei gleichzeitig geringen Verlusten haben. Die Diode BA 141 ist für den Einsatz in UHF-Tunern bestimmt, während der – abgesehen vom Verlustwiderstand – im wesentlichen gleiche Typ BA 142 vorwiegend zur Abstimmung im VHF-Bereich vorgesehen ist. Die wichtigsten Kennwerte dieser beiden Tunerdioden sind in Tab. I

Tab. 1. Kennwerte der Tunerdioden BA 141 und BA 142

Sperrschichtkapazität bei $U = 25$ V	C_{25}	2,7 pF
Sperrschichtkapazität bei $U = 3$ V	C_3	12 pF
Serienwiderstand bei $U = 3$ V für BA 141	R_s	0,5 Ohm
für BA 142	R_s	1 Ohm
Serieninduktivität	L_s	4 nH
Sperrstrom bei $U = 28$ V	I_R	< 5 µA
Durchbruchspannung	U_Z	> 30 V

zusammengestellt. Bild 1 zeigt die mittlere Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität.

Als Vorteile der elektronischen Abstimmung sind unter anderem die kleinen Abmessungen, die hohe Betriebssicherheit und die lange Lebensdauer der Dioden zu nennen. Hinzu kommt, daß die Verbindungsleitungen zwischen den Bedienungselementen des Empfangsgerätes und den Tunern nur Gleichspannung führen und daher unkritisch sind. Das bietet neue Möglichkeiten für die Fernbedienung sowie für eine gleichlaufende Abstimmung mit einem Antennenverstärker, wenn dieser ebenfalls mit Kapazitätsdioden bestückt ist. An die Stelle der früher verwendeten aufwendigen und verschleißanfälligen Mechanik treten einfache Schalter und preisgünstige Abstimmungspotentiometer, deren Charakteristik der mittleren Kennlinie der Kapazitätsdioden angepaßt werden kann, so daß sich ein linearer Frequenzverlauf in Abhängigkeit vom Drehwinkel ergibt.

Ein bisher noch nicht zufriedenstellend gelöstes Problem bei der elektronischen Abstimmung war die Umschaltung zwischen den Fernsehbereichen. Hier bietet sich als neue Möglichkeit der Einsatz von Silizium-Schalterdioden an Stelle der mechanischen Kontakte an, da Schalterdioden wie Kapazitätsdioden mit Gleichspannung gesteuert werden können. Dann ist keine mechanische Verbindung zwischen den Bedienungselementen an der Frontplatte und der Abstimmeinheit mehr erforderlich, so daß die Tuner an der elektrisch oder thermisch günstigsten Stelle im Empfänger angeordnet werden können. Dem Geräteentwickler wird dadurch ein größeres Maß an konstruktiver Freiheit gegeben, was sich zum Beispiel auch in einer neuartigen Gehäusegestaltung auswirken kann.

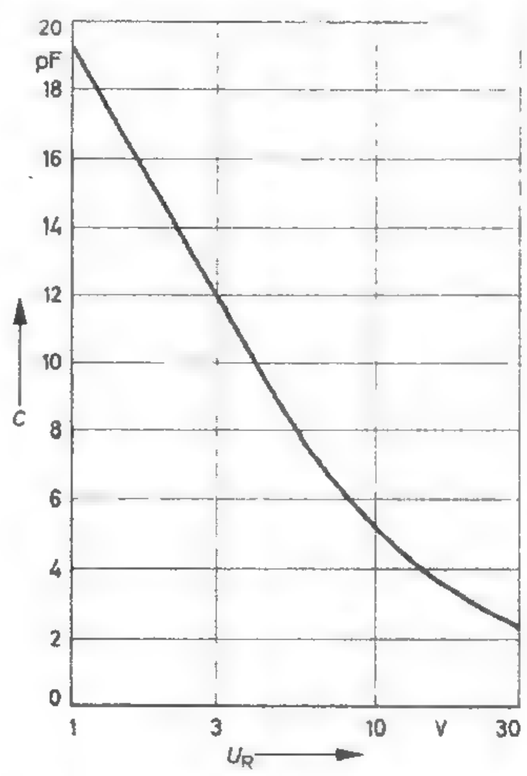


Bild 1. Sperrschichtkapazität C in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_R für die Dioden BA 141 und BA 142

Im folgenden wird eine Fernseh-Abstimmeinheit mit einem VHF-Tuner und einem UHF-Tuner beschrieben, die beide mit Kapazitätsdioden abstimmbar sind. Zur Umschaltung zwischen den Empfangsbereichen dienen Silizium-Schalterdioden. Bevor auf die Schaltungen der beiden Tuner eingegangen wird, sollen jedoch erst einige grundsätzliche Gesichtspunkte erörtert werden.

1. Resonanzkreise mit Kapazitäts- und Schalterdioden

Bild 2a zeigt die einfachste Form eines mit einer Diode abgestimmten Resonanzkreises. In Reihe mit der Abstimmdiode D liegt ein Kondensator C_a mit großer Kapazität. Die Abstimmspannung U_a wird über R_a zugeführt. Für die Größe dieses Widerstandes ist ein Kompromiß zu schließen, da ein zu kleiner Wert den Kreis zu wenig entkoppelt, ein zu großer Wert aber infolge des Sperrstroms der Diode zu einem unerwünschten Spannungsabfall und damit zur Verstimmung des Kreises führen kann. Daher ist es in manchen Fällen günstiger, den Vorwiderstand durch eine HF-Drossel zu ersetzen. Im UHF-Gebiet werden Topfkreise in $\lambda/4$- oder $\lambda/2$-Technik verwendet, da sich für Frequenzen oberhalb 300 MHz Resonanzkreise aus konzentrierten Elementen nicht mehr mit ausreichender Güte herstellen lassen.

Wie aus Tab. I hervorgeht, haben auch die neuen Tunerdioden noch einen geringen Serien-Verlustwiderstand von 0,5 beziehungsweise 1 Ohm. Dadurch wird der Resonanzkreis zusätzlich bedämpft, was sich besonders bei sehr hohen Frequenzen auswirkt. Daher ist für den UHF-Bereich nur die verlustärmere Diode BA 141 geeignet, während für die VHF-Bereiche die BA 142 vollkommen ausreicht.

Da die beiden VHF-Bereiche weit auseinanderliegen, enthalten die Abstimmkreise eines VHF-Tuners üblicherweise je zwei Spulen, die für den Betrieb im Bereich I in Reihe geschaltet sind, während für Bereich III jeweils die eine Teilspule nach Masse kurzgeschlossen ist. Es ist zweckmäßig, die für die Umschaltung bisher üblichen mechanischen Kontakte durch Halbleiterdioden zu ersetzen.

Bild 2b zeigt einen solchen elektronisch abstimm- und umschaltbaren VHF-Kreis. In Reihe mit der Schalterdiode $D\,1$ liegt ein Abblockkondensator C_v, der den Wechselstromkreis schließt. Solange die Schalterdiode in Sperrichtung vorgespannt ist, wirkt nur ihre Sperrschichtkapazität. Sie geht als parasitäre Kapazität in den Kreis ein und verringert die effektive Kapazitätsvariation. Das ist jedoch un-

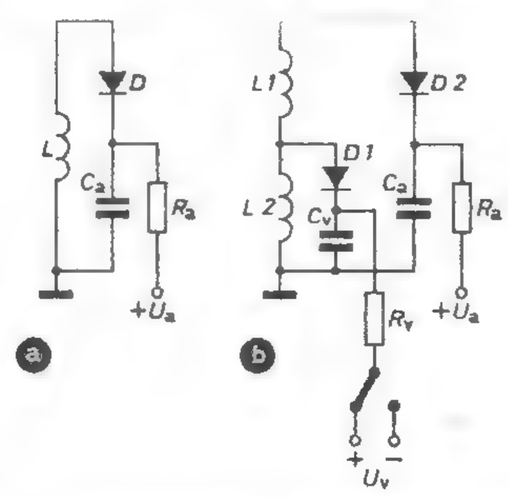


Bild 2. a) Grundschaltung eines mit einer Diode abgestimmten Kreises, b) Grundschaltung eines mit einer Diode abgestimmten Kreises mit einer Schalterdiode zur Bandumschaltung

kritisch, wenn man zur Abstimmung eine Tunerdiode BA 142 verwendet, da diese einen ausreichend großen Kapazitätshub hat. Steuert man die Schalterdiode durch einen Gleichstrom in Durchlaßrichtung, so nimmt ihr differentieller Widerstand mit zunehmendem Strom stark ab und schließt die Spule $L\,2$ kurz. Da der differentielle Widerstand dann aber mit der Teilinduktivität $L\,1$ in Reihe liegt, bedämpft er den Kreis zusätzlich. Bei der neuen Silizium-Schalterdiode BA 143 von *Intermetall* liegt der differentielle Flußwiderstand bei 5 mA unter 1 Ohm; in den meisten Fällen genügt ein Steuergleichstrom von einigen Milliampere. Die Sperrschichtkapazität

Dipl.-Ing. Otmar Dietrich und Dipl.-Ing. Fritz Löwel sind Mitarbeiter der Entwicklungsabteilung der Firma *Intermetall*, Halbleiterwerk der *Deutsche ITT Industries GmbH*, Freiburg.

der Diode bei 12 V Sperrspannung ist < 2 pF.

Natürlich können Schalterdioden nicht nur in abgestimmten Resonanzkreisen eingesetzt werden, sondern auch jeden anderen HF-Schaltkontakt im VHF-Tuner ersetzen. Falls es dabei nicht möglich ist, die Schaltgleichspannung an einem hochfrequenzmäßig kalten Punkt zuzuführen, müssen die Versorgungsleitungen zur Diode verdrosselt werden. Das vergrößert den Aufwand aber nur unerheblich, da sich Drosseln mit ausreichender Induktivität für die verhältnismäßig hohen Fernseh-Empfangsfrequenzen leicht realisieren lassen. Um die etwas aufwendige Umschaltung zwischen einer positiven und einer negativen Steuerspannung für die Schalterdioden zu vermeiden, kann man die Sperrspannung über einen hohen Widerstand fest an die Dioden legen. Zur Durchsteuerung der Diode ins Flußgebiet genügt dann das Zuschalten einer Spannung entgegengesetzter Polarität über einen kleinen Strombegrenzungswiderstand.

2. Vollelektronische Fernseh-Abstimmeinheit

2.1. VHF-Tuner

Im Bild 3 ist die Schaltung einer vollelektronischen Fernseh-Abstimmeinheit mit zwei Tunern wiedergegeben, die als Labormodell aufgebaut wurde. Der VHF-Tuner ist wie üblich mit drei Transistoren in Basisschaltung bestückt; die Abstimmung erfolgt mit Hilfe von drei Silizium-Kapazitätsdioden BA 142. Sämtliche Schalterfunktionen werden von neun Siliziumdioden BA 143 übernommen.

Das HF-Signal gelangt über ein breitbandiges Eingangsfilter zum Emitter des Vorstufentransistors *T 1*, dessen Arbeitspunkt über den Basisspannungsteiler *R 1, R 2* auf maximale Stufenverstärkung eingestellt ist. Grundsätzlich kann seiner Basis aber auch eine AGC-Regelspannung zugeführt werden. Auf die Vorstufe folgt ein mit den Kapazitätsdioden *D 10, D 11* durchstimmbares HF-Bandfilter, an das die Mischstufe *T 2* induktiv angekoppelt ist. Die Oszillatorspannung gelangt über den 1,8-pF-Kondensator *C 1* zum Emitter des Mischtransistors.

Als Ausgangsfilter der Mischstufe wird ein induktiv fußpunktgekoppeltes Bandfilter mit annähernd kritischer Kopplung verwendet. Auf das übliche kapazitiv fußpunktgekoppelte Bandfilter wurde hier verzichtet, da man die elektronisch abgestimmten Tuner zweckmäßigerweise in enger räumlicher Nachbarschaft zum nachfolgenden ZF-Verstärker anordnen wird. Dabei entfällt die Notwendigkeit, größere Leitungskapazitäten in das ZF-Filter mit einzubeziehen.

Bei UHF-Empfang wird das zwischenfrequente Ausgangssignal des UHF-Tuners dem Mischtransistor des VHF-Tuners zugeführt, der dann als erste ZF-Stufe arbeitet. Die Verbindung zum HF-Bandfilter des VHF-Tuners ist dabei unterbrochen, und die Vorstufe sowie der Oszillator des VHF-Tuners sind außer Betrieb gesetzt, um Störungen zu vermeiden.

Von den beiden Antennen-Eingangsfiltern, die je einem der beiden VHF-Bereiche zugeordnet sind, muß immer eines gesperrt sein. Diese Aufgabe übernehmen die Dioden *D 1* und *D 2*. Das durchstimmbare HF-Bandfilter zwischen Vor- und Mischstufe arbeitet im Bereich I mit induktiver Fußpunktkopplung. Im Bereich III dagegen ist der untere Teil durch die Dioden *D 3* und *D 4* kurzgeschlossen; das verbleibende Filter ist magnetisch gekoppelt. Die Diode *D 5* hat die Aufgabe, zusammen mit den Bandfilterspulen auch die zugehörigen Koppelwicklungen umzuschalten. In funktionellem Zusammenhang mit ihr stehen die Dioden *D 7* und *D 8*, die für die Umschaltung zwischen VHF- und UHF-Betrieb bestimmt sind. Für beide VHF-Bereiche muß *D 7* durchgeschaltet, *D 8* aber gesperrt sein. Der Gleichstrom für die Diode *D 7* fließt bei VHF-Empfang je nach dem eingeschalteten Bereich über *D 9* oder *D 5*. Auf dem gleichen Wege erhält *D 7* bei UHF-Betrieb ihre Sperrvorspannung. Die Diode *D 8* ist dabei durchgeschaltet. *D 9* hat keine eigentliche Schaltfunktion, sondern nur den Zweck, für den Bereich III ein Zusammenbrechen der Sperrspannung der Diode *D 1* zu verhindern.

Da in den einzelnen Stufen die Forderungen an einen niedrigen differentiellen Durchlaßwiderstand der Schalterdioden sehr unterschiedlich sind, wurde der jeweils benötigte Flußstrom experimentell ermittelt, und dementsprechend erhielten die einzelnen Dioden unterschiedliche Vorwiderstände. Der größte Steuerstrom wird bei Bereich-III-Betrieb benötigt; er beträgt insgesamt etwa 25 mA. Der Gleichstrom für die Schalterdioden kann bei Fernsehgeräten, die nach dem heutigen Stand der Technik noch teilweise mit Röh-

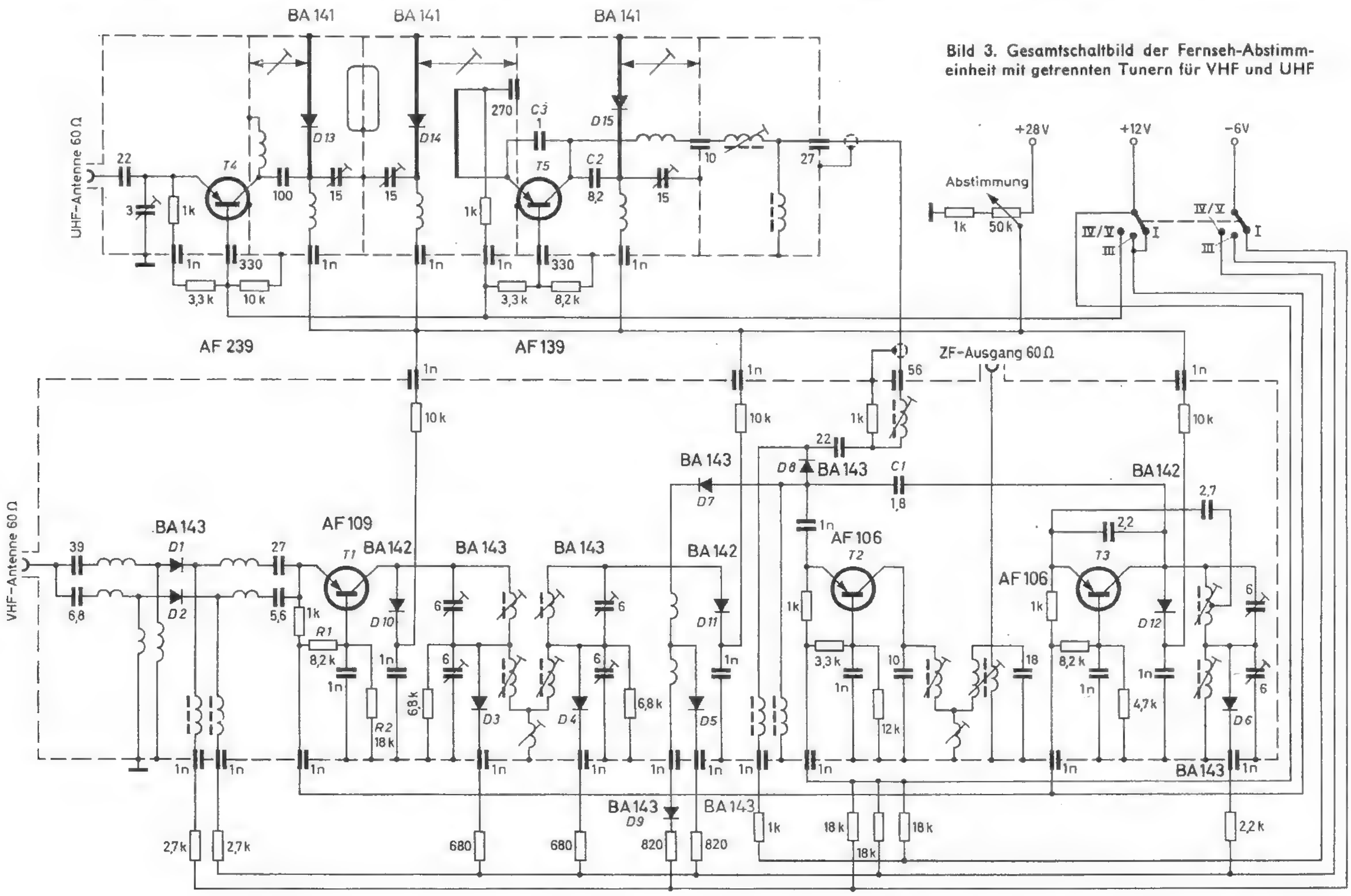


Bild 3. Gesamtschaltbild der Fernseh-Abstimmeinheit mit getrennten Tunern für VHF und UHF

ren bestückt sind, über eine einfache Gleichrichterschaltung dem Heizkreis entnommen werden.

2.2. UHF-Tuner

Der UHF-Tuner wird mit drei Dioden BA 141 abgestimmt. Er enthält eine Vorverstärkerstufe und eine selbstschwingende Mischstufe mit je einem Transistor in Basisschaltung. Der Antennen-Eingangskreis ist breitbandig ausgeführt.

Zwischen Vor- und Mischstufe liegt ein zweikreisiges Bandfilter, dessen Kopplung teilweise durch einen Schlitz in der gemeinsamen Trennwand erfolgt, zusätzlich aber noch mit Hilfe einer Koppelschleife auf die erforderliche Bandbreite eingestellt werden kann. Der Oszillatorkreis ist über den Trennkondensator *C 2* an den Kollektor des selbstschwingenden Mischtransistors *T 5* angeschlossen. Die Rückkopplung erfolgt über den 1-pF-Kondensator *C 3* zwischen Kollektor und Emitter dieses Transistors. Die Zwischenfrequenz wird am Kollektor über ein zweikreisiges Filter ausgekoppelt und der beim UHF-Empfang als ZF-Verstärker arbeitenden Mischstufe des VHF-Tuners zugeführt.

Für die Topfkreise des Tuners wurde ein neuartiger Aufbau gewählt (Bild 4). Dabei handelt es sich um einen abgewandelten $\lambda/2$-Kreis, bei dem die Abstimmkapazität

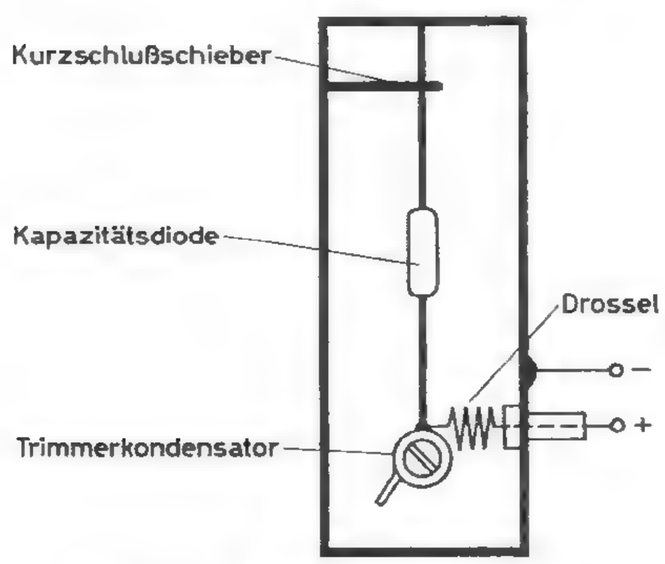


Bild 4. Topfkreis mit Kapazitätsdiode als Innenleiter (natürliche Größe)

nicht an das eine Ende des Innenleiters angeschlossen ist, sondern etwa in dessen Mitte liegt. Daher kann die Kapazitätsdiode zusammen mit ihren Anschlußdrähten selbst als Innenleiter dienen. Dann ist auch kein Trimmerkondensator parallel zur Diode erforderlich, sondern der Abgleich im oberen Frequenzbereich kann mit Hilfe eines Kurzschlußschiebers auf der dem Topfboden zugekehrten Seite des Innenleiters erfolgen. Zum Abgleich im unteren Frequenzbereich dient wie bei üblichen $\lambda/2$-Topfkreisen ein Trimmerkondensator.

Ein solcher Topfkreis hat mehrere Vorteile. Durch die dünnen Anschlußdrähte der Diode läßt sich auch bei kleinem Aufbau ein großer Wellenwiderstand und damit eine geringe Streukapazität zwischen Innenleiter und Gehäuse erreichen. Da außerdem der Trimmerkondensator parallel zur Diode entfällt, kann man ihre Kapazitätsvariation besser ausnutzen und den Kreis über einen größeren Frequenzbereich durchstimmen. Zum Beispiel war es bei dem Laboraufbau des UHF-Tuners möglich, den Bereich 470 ... 860 MHz durchgehend abzustimmen. Ein weiterer Vorzug dieses Topfkreises ist, daß die Kapazitätsdiode nicht direkt an ihrem Gehäuse

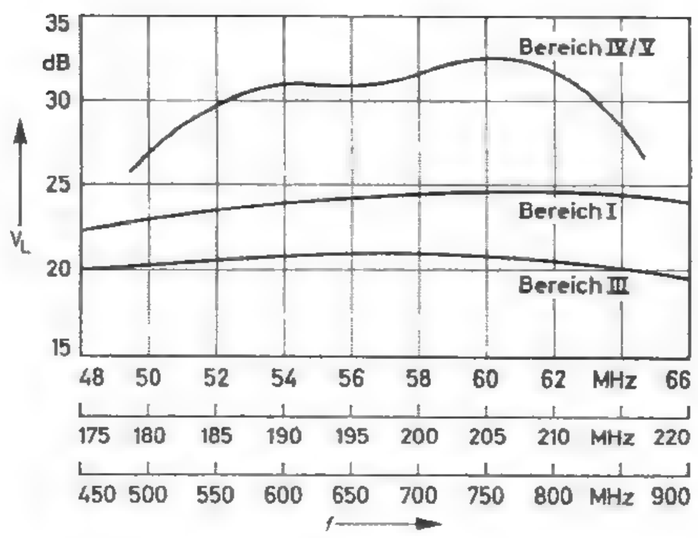


Bild 5. Leistungsverstärkung V_L in Abhängigkeit von der Frequenz

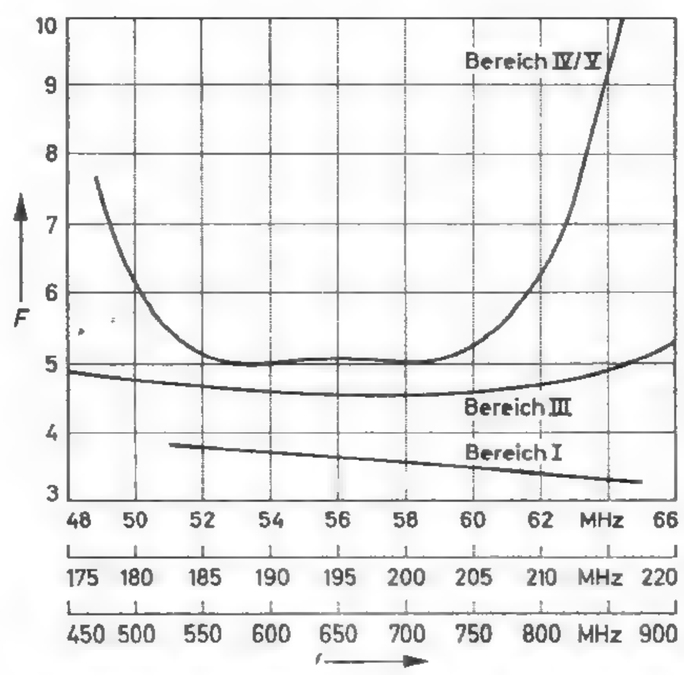


Bild 6. Rauschzahl *F* in Abhängigkeit von der Frequenz

angelötet werden muß. Dadurch wird eine thermische Überlastung beim Einbau in den Tuner mit Sicherheit vermieden.

3. Meßergebnisse:

Die wichtigsten Werte, die an dem Laboraufbau der VHF-UHF-Abstimmeinheit nach Bild 3 gemessen wurden, sind in den Bildern 5, 6 und 7 als Funktion der Frequenz aufgetragen. Die Leistungsverstärkung liegt bei einer Gesamtbandbreite der Tuner von rund 8 MHz in allen Bereichen über 20 dB. Dadurch ergeben sich entsprechend niedrige Rauschzahlen zwischen 3,2 und 10. Wie Bild 7 zeigt, sind zum

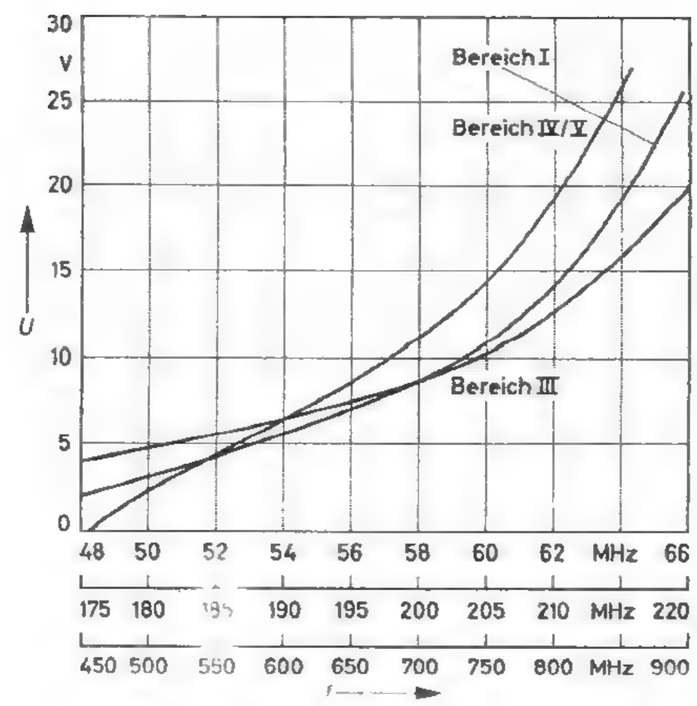


Bild 7. Abstimmspannung *U* in Abhängigkeit von der Frequenz

Abstimmen der einzelnen Bereiche etwas unterschiedliche Vorspannungsänderungen der Kapazitätsdioden erforderlich. Die größte Spannungsvariation von 1 bis 28 V wird im UHF-Bereich benötigt.

Schrifttum

Keller, H., Lehmann, M., u. Mičič, L.: Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden. radio-mentor Bd. 28 (1962) Nr. 8, S. 661

Keller, H.: Ein UKW-Empfänger mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 22, S. 827–828

Brauns, H., u. Klein, W.: Elektronische Programmwahl für VHF und UHF. Funkschau Bd. 38 (1966) Nr. 9, S. 265

Vogt, A., Meyerdierks, G., u. Grocholl, G.: Abstimmung mit Kapazitätsdioden in allen Fernseh-Frequenzbereichen. Funkschau Bd. 38 (1966) Nr. 17, S. 539

Mičič, L.: Die Tunerdiode. radio mentor Bd. 32 (1966) Nr. 5, S. 404

Keller, H.: UHF-Tuner mit Diodenabstimmung. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 8, S. 266 bis 267

Keller, H.: Senderwahlschaltungen für Empfänger mit Kapazitätsdioden-Abstimmung. Radio-Fernseh-Phono-Praxis (1966) Nr. 5, S. 151

Klein, W. u. Brauns, H.: Allbereichtuner mit Diodenabstimmung und elektronischer Einknopf-Programmwähler „Monomat SE". Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 6, S. 171–172

Aus der Wirtschaft

Wirtschaftsbericht 1966 des Bundesvorstandes der phonographischen Wirtschaft

Wie dem jetzt vorgelegten Wirtschaftsbericht des Bundesverbandes der Phonografischen Wirtschaft e. V. zu entnehmen ist, konnten die Umsätze im deutschen Schallplattengeschäft im Jahre 1966 wieder erheblich gesteigert werden. Der wertmäßige Umsatz betrug nach Schätzungen des Verbandes etwa 400 Mill. DM und lag damit um etwa 20 Mill. DM über dem des Jahres 1965.

Bei der 30-cm-LP konnten die Umsätze um 16,6 % gesteigert werden; auf dem U-Sektor betrug die Steigerung sogar 37,5 %. Der leichte Rückgang bei den Single-Platten ist damit mehr als ausgeglichen.

Der Anteil der E-Musik bei der 30-cm-LP liegt mit 31,5 % (gegenüber 40 % im Jahre 1965) immer noch erheblich über dem Weltmarkt-Durchschnitt. Die Produktion hat sich der Marktentwicklung angepaßt: Sie sank bei der Single-Platte um 2,6 %, während sie bei der 30-cm-LP um 14,5 % stieg.

Die EP mußte einen Rückgang von nahezu 30 % verzeichnen. Der schon seit Jahren erkennbare Trend, daß diese Plattenkategorie langsam vom Markt verschwindet, hat sich also fortgesetzt.

Der Anteil der Billigpreis-Platte (Verkaufspreis unter 10 DM), der erst seit einigen Monaten gesondert erfaßt wird, dürfte im Jahre 1966 innerhalb der 30-cm-LP-Gruppe bei etwa 35 % liegen.

Auch der Import stieg an, und zwar um etwa 14 %, während sich der Export um 7,6 % erhöhte.

Nachbarkanalfilter für Stereo-Empfänger

Neben dem systembedingten kleineren Rauschabstand beim Stereo-Empfang können bei ungünstigen Ausbreitungsbedingungen auch Störungen durch Nachbarkanalsender auftreten, die man mit den Begriffen „Zwitschern, Wispern, Kratzen" usw. kennzeichnen kann. In der Veröffentlichung [1] einer Rundfunkanstalt wurde kürzlich über Zusammenhänge und Möglichkeiten zur Verbesserung des Empfangs bei derartigen Störungen berichtet.

Der 1961 beschlossene „Stockholmer Wellenplan" sieht für UKW-Sender einen kleinsten Kanalabstand von 100 kHz vor. Nach eingehenden Berechnungen ergab sich dies als günstiger Wert für die gleichzeitige Ausstrahlung von drei verschiedenen monophonen UKW-Programmen von jeweils demselben Standort aus. Die Kanäle wurden so über Europa verteilt, daß die geografischen Entfernungen im umgekehrten Verhältnis zu den Kanalabständen stehen. Diese Verteilung ermöglicht (von wenigen Ausnahmen abgesehen) einen einwandfreien Empfang von Mono-Sendungen. Wegen des bei HF-Stereophonie ausgedehnteren Spektrums, in dem die dritte (114 kHz), fünfte (190 kHz) usw. Harmonische der Hilfsträgerfrequenz enthalten sind, kommt es hier jedoch zur Überdeckung mit dem Spektrum eines Nachbarkanalsenders.

Bei Mono- und Stereo-Sendungen, bei denen zwei Sender annähernd gleicher Feldstärke empfangen werden, tritt eine Überlappung der Seitenspektren bei 100 kHz Frequenzabstand auf, wodurch erhebliche Störungen verursacht werden, die sich aber empfängertechnisch überhaupt nicht, sondern nur mit Hilfe scharfbündelnder Empfangsantennen mildern lassen.

Bei 200 kHz Frequenzabstand zwischen zwei Sendern tritt eine Störung dadurch auf, daß der Decoder die durch die ZF-Selektion nur mäßig abgeschwächten Signale des Nachbarsenders in die decodierten Signale *L* und *R* transponiert. Dieser Fall tritt bei weitgehend ausgebauten UKW-Sendernetzen häufig auf, weil sich Sender mit 200 kHz Abstand bereits in geringen Entfernungen wiederholen. Nach den bisher gemachten Erfahrungen reichen im bergigen Gelände selbst Yagi-Antennen mit acht Elementen nicht immer zur genügenden Dämpfung des Störpegels aus.

Eine verhältnismäßig einfache Methode zur Milderung dieser Störungen besteht in der Einschaltung eines Tiefpaßfilters zwischen FM-Demodulator und Stereo-Decoder. Damit läßt sich die dynamische Selektion so weit verbessern, daß die HF-Signalabstände bei Stereo-Empfang nicht mehr größer zu sein brauchen als beim Mono-Empfang.

Ein geeigneter Tiefpaß läßt sich zum Beispiel aus einem *m*-Vollglied, einem Grundglied und – zur Verbesserung des Phasenverhaltens im Durchlaßbereich – einem Allpaß aufbauen. Bild 1 zeigt die Schaltung. Der Dämpfungsverlauf dieses Tiefpaßfilters ist im Bild 2 dargestellt. Damit kann man alle störenden Harmonischen der Hilfsträgerfrequenz oberhalb 114 kHz sperren. In Tab. I. sind die Wickeldaten

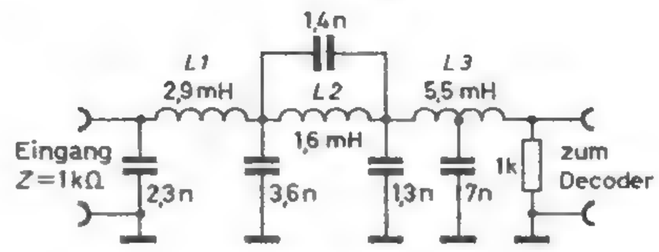


Bild 1. Schaltung des Tiefpaßfilters

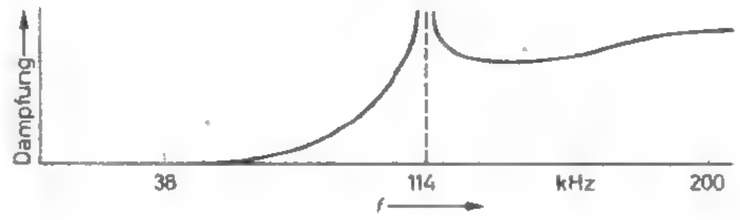


Bild 2. Durchlaßkurve des Filters

für die drei Spulen des Tiefpaßfilters zusammengestellt.

Das Filter ist für einen Anschlußwiderstand von $Z = 1$ kOhm berechnet. Ausgangsseitig wird es einfach wie im Bild 1 mit einem entsprechenden ohmschen Widerstand abgeschlossen. Der dazu parallel geschaltete Eingangswiderstand des Stereo-Decoders ist gewöhnlich sehr viel größer und kann deshalb vernachlässigt werden. Auf der Eingangsseite muß das Filter ebenfalls mit 1 kOhm abgeschlossen sein, so daß man es zweckmäßigerweise aus einem Katoden- beziehungsweise Emitterfolger speist. Die Bilder 3 und 4 zeigen entsprechende Schaltungsvorschäge. Es ist aber auch möglich, die Filterelemente auf andere Abschlußwiderstände umzurechnen. Dazu sind alle Induktivitäten mit dem Verhältnis $\frac{Z_{neu}}{Z_{alt}}$ und alle Kapazitäten mit $\frac{Z_{alt}}{Z_{neu}}$ zu multiplizieren. Im vorliegenden Fall ist diese Rechnung besonders einfach, da der hier vorgesehene Abschlußwiderstand $Z_{alt} = 1$ kOhm ist. Der hier angegebene Tiefpaß hat an der Übertragungsgrenze (53 kHz) eine Abweichung von 10 bis 12° vom idealen Phasengang. Das würde zu einer erheblichen Verschlechterung des Übersprechens führen, so daß der schon erwähnte Allpaß erster Ordnung angefügt wurde, der diesen Phasenfehler weitgehend korrigiert.

Tab. I. Wickeldaten der Filterspulen

L 1	245 Wdg.	0,2 CuL
L 2	195 Wdg.	0,2 CuL
L 3	2 × 175 Wdg. (bifilar gewickelt)	0,2 CuL

L 1 ... *L 3* auf Siferrit-Schalenkernen „B 65 561 A 0040 A 001" (*Siemens*)

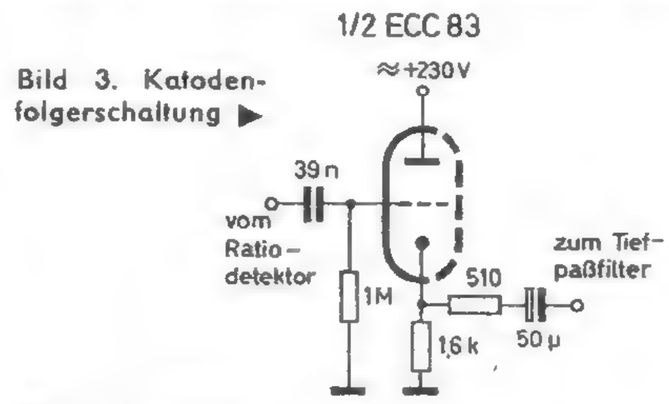


Bild 3. Katodenfolgerschaltung ▶

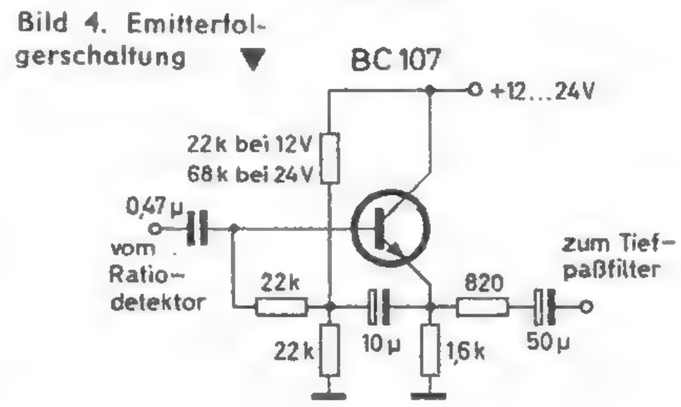


Bild 4. Emitterfolgerschaltung ▼

Schrifttum

[1] Baer u. Decker: Störung des Stereoempfangs durch Nachbarkanalsender. Südwestfunk Technische Blätter Bd. 9 (1966) Nr. 3, S. 24–26

Persönliches

H. Mutschke 25 Jahre bei SEL

Auf eine 25jährige Tätigkeit im Hause *SEL* kann Obering. Herbert Mutschke, Leiter der Technischen Pressestelle der *Standard Elektrik Lorenz AG*, zurückblicken. Der Jubilar ist durch zahlreiche Veröffentlichungen bekanntgeworden. Herr Mutschke wird aus gesundheitlichen Rücksichten seine leitende Tätigkeit jetzt abgeben, bleibt aber weiter im Rahmen der Technischen Pressestelle für literarische Aufgaben tätig.

Mit Wirkung vom 1. März 1967 hat Obering. Ernst-Karl Aschmoneit, bisher verantwortlicher Schriftleiter der „SEL-Nachrichten", auch die Leitung der Technischen Pressestelle bei *SEL* übernommen.

Erster Preis für deutsches Entwicklungsteam

Für ihre Arbeiten auf dem Gebiet mobiler Funksprechgeräte erhielten zwei *SEL*-Mitarbeiter, Dr.-Ing. Walter Klöpfer und Gerhard Sidow, in einem internationalen Wettbewerb, den die *International Telephone and Telegraph Corporation (ITT)* unter ihren 200 000 Mitarbeitern in über 50 Ländern erstmals 1966 ausschrieb, gemeinsam den ersten Preis für erfolgreiche Neuentwicklungen. Der Preis ist mit einer Geldprämie von 40 000 DM verbunden.

Dr. Klöpfer hat die Entwicklung auf dem Gebiet des Kleinfunks, mit dem er sich seit über 30 Jahren beschäftigt, entscheidend beeinflußt. G. Sidow, der seit 1937 zu den engsten Mitarbeitern Dr. Klöpfers gehört, ist an den Entwicklungsarbeiten maßgebend beteiligt.

G. Wolf Vertriebsleiter der SGS-Fairchild GmbH

Ing. G. Wolf ist mit Wirkung vom 1. April 1967 zum Vertriebsleiter für Deutschland von der *SGS-Fairchild GmbH*, Stuttgart, ernannt worden. Er untersteht direkt dem Geschäftsführer der Firma, Dipl.-Ing. G. Badewitz.

Neuer Geschäftsführer bei Sasco

Zum 1. Januar 1967 wurde Dipl.-Ing. F. Großkopf von Erich L. Röderer als Geschäftsführer der *Sasco GmbH*, München, einer Tochtergesellschaft der *Sasco Ltd.*, Großbritannien, abgelöst. Der neue Geschäftsführer war seit dem 1. April 1966 Zweigniederlassungsleiter der neuen Vertriebsgesellschaft für elektrische Bauelemente, die sich als „Distributor" bezeichnet.

H. W. KÄMMER

Zur Beurteilung der Lautsprecher-Qualität

In einer amerikanischen Fachzeitschrift erschien in den Monaten Januar bis April 1963 ein Beitrag[1]) mit dem Originaltitel „The measurement of loudspeaker-quality — a realistic appraisal". Die in dieser Arbeit ausgeführten Gedankengänge erscheinen bei genauer Betrachtung so neuartig, daß es sich lohnt, diese Arbeit in einer zusammenfassenden Darstellung zu referieren.

1. Allgemeines

Der Autor des Originalaufsatzes, Liebich, geht davon aus, daß die Wiedergabeeigenschaften von Lautsprechern mit den bisher üblichen technischen Messungen wie Schalldruckkurve und dergleichen nicht erfaßt werden können. Er meint, das sei gleichbedeutend mit dem Versuch, Begriffe wie „Glück" in Volt zu messen. Er führt ferner an, daß heute genügend psychoakustische Daten zur Verfügung stehen, so daß man die Ergebnisse praktischer physikalischer Messungen zu ihren allgemeinen subjektiven Wirkungen im menschlichen Gehör in Beziehung setzen kann. Der Autor meint, bei richtiger Wertung müßte es möglich sein, die jetzt kostspieligen Lautsprechertests, welche in den Laboratorien der Hersteller durchgeführt werden, durch einige einfache Messungen zu ersetzen. Ferner sagt der Autor, daß eine der Hauptschwierigkeiten darin besteht, daß die beschreibenden Worte wie Timbre, Tonqualität, Definition, Klarheit, Hörermüdung usw. von Ingenieuren, Musikern und Wissenschaftlern extrem unterschiedlich angewendet und verstanden werden. Er kommt zu dem Schluß, daß eine ganz neue und andere Terminologie benötigt wird, um die Wiedergabequalität bei allen daran Interessierten in aller Welt gleichartig beschreiben zu können.

2. Psychoakustische Kriterien

Als Mittel dazu dient Liebich ein ganz neues System von Maßeinheiten, welche er „psychoakustische Kriterien" nennt. Nach ihm gibt es sieben subjektive Klangeigenschaften, mit denen wir uns zu beschäftigen haben. Fünf davon sind fundamental für Klänge aller Art, und die zwei weiteren braucht man besonders, um musikalische Tonfolgen zu beschreiben. Andere Klänge, wie beispielsweise Sprache, haben zusätzliche subjektive Eigenschaften, durch die sie identifiziert werden. Jedoch beschränken wir uns hier auf Musikwiedergabe. Die sieben Eigenschaften werden wie folgt bezeichnet und gemessen:

1. Lautheit in Phon
2. Tonhöhe in Mel
3. Volumen — noch ohne Maßeinheit
4. Lästigkeit oder Ermüdungsfaktor in Noy (abgeleitet von dem englischen Wort annoyance, das soviel wie Lästigkeit oder Ärgernis bedeutet)
5. Hörbild (auditory perspective)
6. Timbre
7. Anklingen oder Abklingen

Die einzelnen Begriffe müssen zunächst erläutert werden. Am verständlichsten ist naturgemäß die Lautheit. Sie bedeutet die offenbare Stärke oder die für den Hörer subjektive Intensität. Die Maßeinheit Phon dafür ist international bereits gut eingeführt.

Die Tonhöhe beschreibt einfach die Höhe oder Tiefe eines Klangs. Die musikalische Tonleiter ist zum Beispiel eine Skala von Tönen, die gemäß ihrer Tonhöhe geordnet sind. Die Maßeinheit dafür ist, wie erwähnt, das Mel.

Das Maß Volumen[2]) darf nicht mit Lautheit verwechselt werden. Es stellt vielmehr den Umfang und die Ausdehnung eines Klanges dar, seine räumliche Größe oder als Gegensatz dazu seine „Kleinheit". Eine Maßeinheit dafür ist zwar noch nicht vorgeschlagen, jedoch gibt es auch dafür bereits eine einheitliche Meßwertskala.

Die akustische Reproduktion der drei Parameter (Lautheit, Tonhöhe und Volumen) durch ein Wiedergabesystem hängt untereinander durch ihre Abhängigkeit von den übertragenen Amplituden, dem Frequenzgang, der Position im Raum und der Richtcharakteristik der Anlage zusammen. Diese Charakteristiken bestimmen hauptsächlich, wie wirklichkeitsgetreu diese drei fundamentalen Attribute des Originalklanges reproduziert werden.

Die Lästigkeit, auch Ermüdungsfaktor genannt, beschreibt die Klanganteile, welche auf den Hörer dadurch ermüdend wirken, daß unser nervöses Wahrnehmungssystem angestrengt wird. Der Ermüdungsfaktor ist mehr erlernt als angeboren. Die durch ihn hervorgerufenen Anspannungen werden durch die Assoziation mit Klängen ausgelöst, von denen wir durch frühere Erfahrungen wissen, daß sie unsere Abwehr erregen. Die entstehende Ermüdung ist abhängig von der Intensität, mit der das Nervensystem dauernd danach strebt, den als echt erkannten Klang herauszuhören. Die Wahrnehmbarkeit des Ermüdungsfaktors hängt hauptsächlich von der Intermodulation und der akustischen Frequenzmodulation einer Wiedergabeeinrichtung ab.

Das Hörbild ist besonders in den letzten Jahren seit Einführung der Stereophonie wichtig geworden. Es beschreibt den subjektiven Gehalt dessen, was wir für gewöhnlich als stereophonischen Klang bezeichnen. Es ist einfach die Impression von der Architektur und Geometrie des den originalen Klangkörper umgebenden Raumes. Das Hörbild soll dem Hörer an Stelle der optischen eine gehörmäßige Abbildung der Umgebung übermitteln. Die Genauigkeit, mit der das Hörbild reproduziert wird, hängt von der Anzahl der bestimmenden Raumausschnitte ab, die vom ursprünglichen akustischen Feld aufgenommen wurden. Außerdem müssen die Laufzeiten der einzelnen Kanäle, mit denen die Signale übertragen werden, übereinstimmen. Die Anzahl der Aufnahmekanäle, die Mikrofonaufstellung, die Akustik des Aufnahmeraumes und die Aufstellung der Wiedergabelautsprecher in bezug zum Hörer sind zwar kritische Faktoren für die Wiedergabe des Hörbildes, die größte Bedeutung kommt jedoch sowohl dem Über-Alles-Phasengang bei jedem einzelnen Wiedergabekanal als auch aller Kanäle untereinander vom Mikrofon zum Ohr des Hörers zu. Der Phasengang wird für gewöhnlich mit Begriffen wie Impulswiedergabe, Hochtonwiedergabe, Richtungsabhängigkeit und Laufzeitcharakteristik indirekt bewertet. Daher bewirken schlechte Dämpfung oder Nachklingen, schlechte Hochtonwiedergabe und phasenverkehrte Verbindungen in der Praxis immer eine Verschlechterung des Hörbildes.

Tab. I. Die wichtigsten Beziehungen zwischen den physikalisch gemessenen und den subjektiven Klangeigenschaften

		Meßgrößen					
		Frequenzgang	Richtungsdiagramm	Klirrverzerrung	Impulsverzerrung	Intermodulation	Frequenzmodulation
subjektive Klangeigenschaften	Lautheit	×	×				
	Tonhöhe	×	×	×			×
	Volumen	×	×			×	
	Hörbild	×	×		×		
	Timbre	×	×	×	×	×	×
	Anschwingen				×		
	Lästigkeit					×	×

[1]) Liebich, R. E.: The measurement of loudspeaker-quality — a realistic appraisal. Sound Merchandising 1963, Nr. 1, S. 6, Nr. 2, S. 7, Nr. 3, S. 6 u. Nr. 4, S. 16

[2]) Die Unterschiede zwischen Lautheit und Volumen werden im allgemeinen verwechselt, aber es gibt Klänge, die den Unterschied zwischen ihnen klarstellen. Ein kräftiges Nebelhorn, aus großer Entfernung gehört, hat eine niedrige Lautheit, aber ein großes Volumen. Der Klang von in unmittelbarer Nähe vom Ohr des Zuhörers geritztem Glas kann als von niedrigem Volumen, aber von großer Lautheit bezeichnet werden.

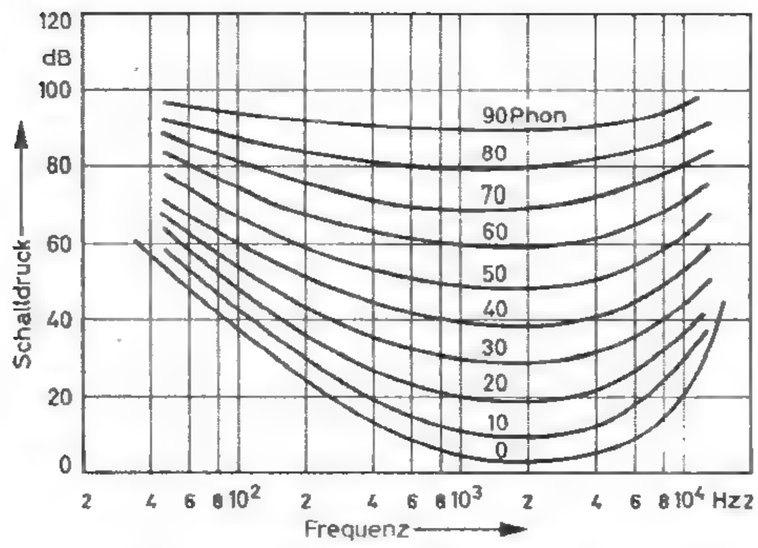


Bild 1. Lautheitspegel nach Zwicker und Feldtkeller in Parameterdarstellung als Funktion der Frequenz und des Schalldruckpegels

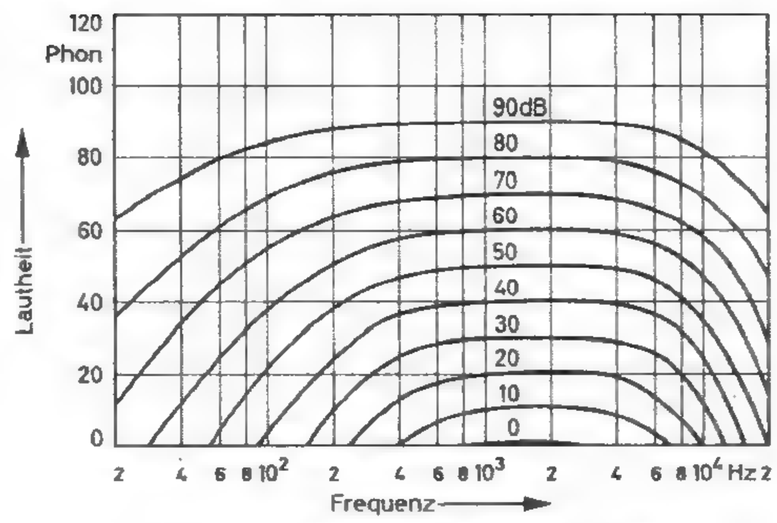


Bild 2. Lautheitspegel als Funktion der Frequenz und des Schalldruckpegels

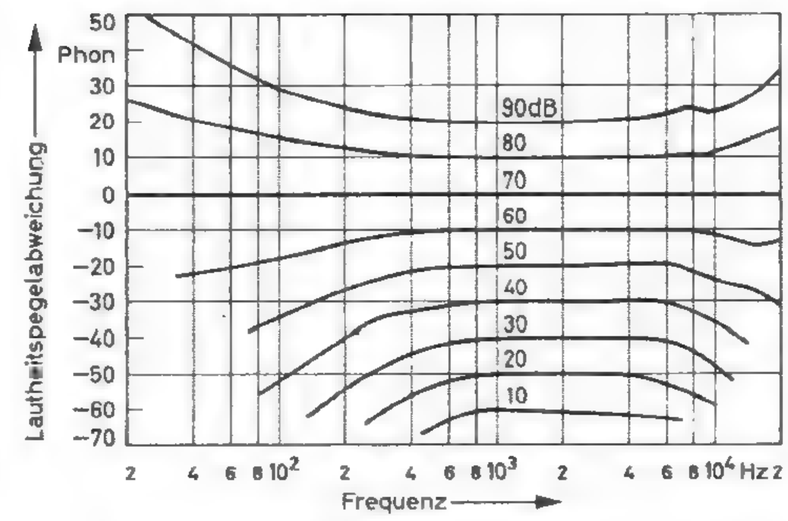


Bild 3. Lautheitspegelabweichung (bezogen auf 70 dB Schalldruck) als Funktion der Frequenz und des Schalldruckpegels

„Timbre" hat hauptsächlich mit dem anhaltenden Teil eines musikalischen Tones zu tun, während „Anklingen" oder „Abklingen" mit den Anschwing- oder Ausklingvorgängen eines Tones in Verbindung gebracht wird. Es gibt zwar in dieser Richtung noch wenig Forschungsergebnisse, jedoch rechtfertigt die weite Verbreitung dieser zwei Begriffe die Aufnahme in jede Liste, welche die Wechselbeziehungen zwischen subjektiver Wertung und physikalischen Messungen zusammenfaßt. Damit kann man die Schlußfolgerung aufstellen, daß die Reproduktion von stetigen Klängen hauptsächlich durch die Gesamtverzerrungen und die Richtcharakteristik eines Lautsprechers beeinflußt werden, wohingegen das Anschwingen oder Abklingen eines musikalischen Tones von der Impulswiedergabe eines Lautsprechers abhängen.

Mit Hilfe dieser Eigenschaften wurde Tab. I aufgestellt, in der die neuen Begriffe mit den bisher üblichen Meßwerten in Beziehungen gesetzt sind. Zusätzlich zum Frequenzgang und der Richtcharakteristik müssen lediglich die Impulsverzerrungen und die Intermodulationsverzerrungen gemessen werden. Die Tabelle zeigt, daß die Messung der harmonischen Verzerrungen nur von geringer Wichtigkeit für viele subjektiven Klangeigenschaften ist. Auch Frequenzmodulation, die sich simultan mit Intermodulation in einem Lautsprecher ereignet, kann man in eine Messung der Gesamtverzerrungen einschließen. Daraus ergibt sich, daß die Anwendung von nur 4 physikalischen Messungen für die Spezifizierung subjektiver Klangeigenschaften ausreicht.

3. Koordinaten für Lautheitsmessungen

In insgesamt sechs Abbildungen stellt der Autor die wichtigsten bisher bekannten Kurven für die Darstellung der Ohrempfindlichkeit in Abhängigkeit von der Lautheit dar. Es sind dies diejenigen von Fletcher und Munson, Churcher und King, Pollak, Zwicker und Feldtkeller, Robinson und Dadson, Lochner und Burger. Aus Gründen der Vereinfachung beschränken wie uns hier darauf, nur die Kurve von Zwicker und Feldtkeller darzustellen (Bild 1)[3].

Aus dieser Kurve entwickelt der Autor dann abgewandelte Kurven, die zeigen, wie die Wiedergabe für das Ohr klingt. Alle Abweichungen und Unlinearitäten sollen so dargestellt werden, wie das Ohr sie wirklich bewertet. Der erste Schritt dazu bestand darin, die Kurven des konstanten Schalldrucks wie im Bild 1 in Kurven mit konstanter Lautheit umzuformen. Die Ordinate dieser Kurven zeigt also Lautheitspegel in Phon. Bild 2 zeigt diese Umwandlung am Beispiel der Kurve von Zwicker und Feldtkeller. Die neue Kurve scheint eine spiegelbildliche Darstellung der Originalkurve zu sein.

Der nächste Schritt ergibt sich daraus, daß wir uns eine Anlage vorstellen, die bei allen Frequenzen und konstantem Eingang einen Schalldruck von 70 dB erzeugt. 70 dB wurde gewählt, weil dieser Schalldruck typisch für die Musikwiedergabe im Heim ist. Die Kurven wurden so umgezeichnet, als sollte man diese 70 dB auf gehörrichtige Entzerrung begradigen. Das Resultat dieser weiteren Transformation zeigt (wiederum als Beispiel bei Zwicker und Feldtkeller) Bild 3. Weiterhin wurde dann ein Kurvensatz entwickelt, der auf den gehörrichtigen Durchschnitt normalisiert ist. Diese Kurve zeigt Bild 4.

Die Ordinaten-Maßstäbe der Bilder 2 bis 4 sind Lautheitspegel in Phon. Das Phon darf hier als eine Überleitung zu einem gleichartigen subjektiven Lautheitsmaß in Son verwendet werden. Die Beziehung

[3]) Die im Bild 1 gezeigten Kurven beziehen sich auf den Schalldruck am Trommelfell. Sie werden meist mit geeichten Kopfhörern aufgenommen und enthalten daher nicht die am Kopf der Testperson im freien Schallfeld auftretenden Beugungs- und Reflexionserscheinungen.

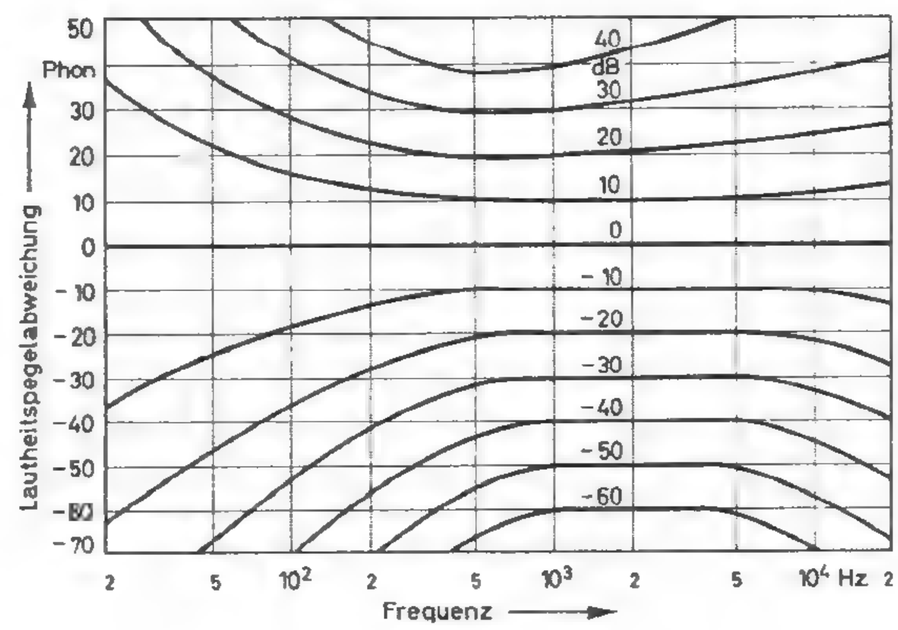


Bild 4. Lautheitspegelabweichung als Funktion der Frequenz und des Schalldruckpegels (gemittelt aus den Kurven von Fletcher u. Munson, Churcher u. King sowie Zwicker u. Feldtkeller)

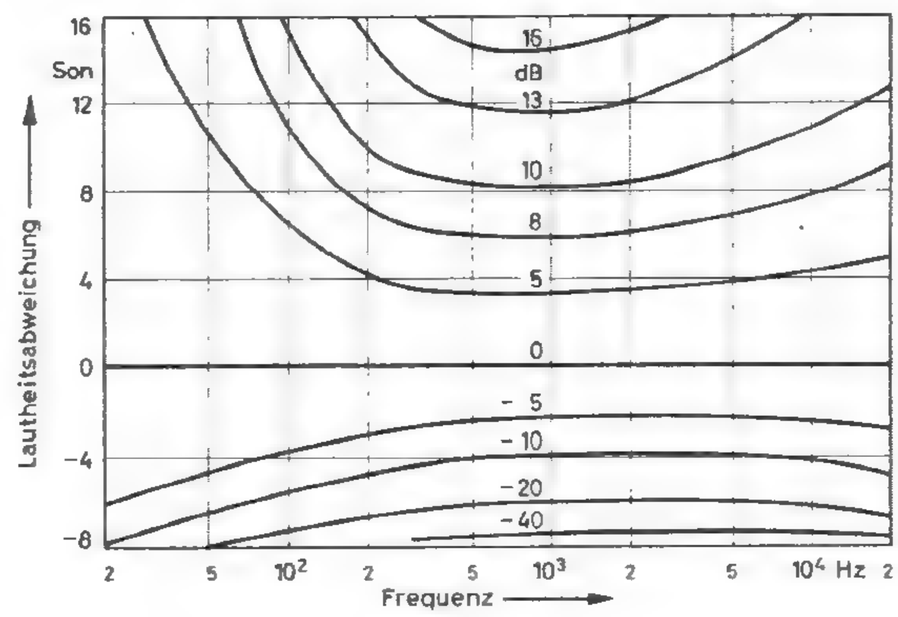


Bild 5. Lautheitsabweichung als Funktion der Frequenz und des Schalldrucks (gemittelt aus den Kurven von Fletcher u. Munson, Churcher u. King sowie Zwicker u. Feldtkeller)

zwischen der Lautheit in Son und dem Lautheitspegel in Phon werden zwar von der Art der Klänge (Sinustöne, Rauschen, Musik usw.) beeinflußt; trotzdem kann man allgemeingültige Beziehungen annehmen. Die gehörrichtigen Pegel aus Bild 4 wurden in eine Ordinatenskala aus Lautheitswerten wie im Bild 5 umgewandelt. So erhält man eine Ordinatenskala, die den Lautheitsabweichungen der vom Ohr gehörten Amplituden proportional ist.

Mit diesem Koordinatensystem kann man aufschlußreiche Frequenzkurven von Lautsprechern darstellen. Bild 6 zeigt ein Beispiel: Der Frequenzgang eines typischen 8-Zoll-Lautsprechers ist im Bild 6a dargestellt. Die Kurve zeigt bei etwa 100 Hz Unregelmäßigkeiten mit einem etwa 10 dB hohen Anstieg und Abfall gegenüber dem mittleren Bereich. Die gleiche Kurve wurde umgezeichnet und mit der neuen auf Lautheit abgewandelten Ordinate dargestellt (Bild 6b). Man erkennt, daß die durch Randreflexionen verursachte Spitze viel größere Proportionen annimmt als der zugehörige Einbruch, was mit der allgemeinen Erfahrung übereinstimmt: Eine Spitze ist für das Ohr viel deutlicher wahrnehmbar als ein Einbruch in der Wiedergabekurve.

Im Bild 7 sind die Frequenzkurven von drei verschiedenen Lautsprecherkombinationen in normalen Koordinaten dargestellt. Betrachtet man Bild 8, in dem die gleichen Wiedergabekurven auf Lautheitskoordinaten umgezeichnet sind, zeigt sich, welchen Einfluß das auf die Darstellung hat. Obwohl zunächst Lautsprecher A im Bild 7 die annehmbarste „Über-Alles-Wiedergabe" zu haben scheint, zeigt Bild 8, daß die Kombination B den ausgeglicheneren Klang liefert. Es braucht lediglich der Pegel des Hochtöners um etwa 10 dB

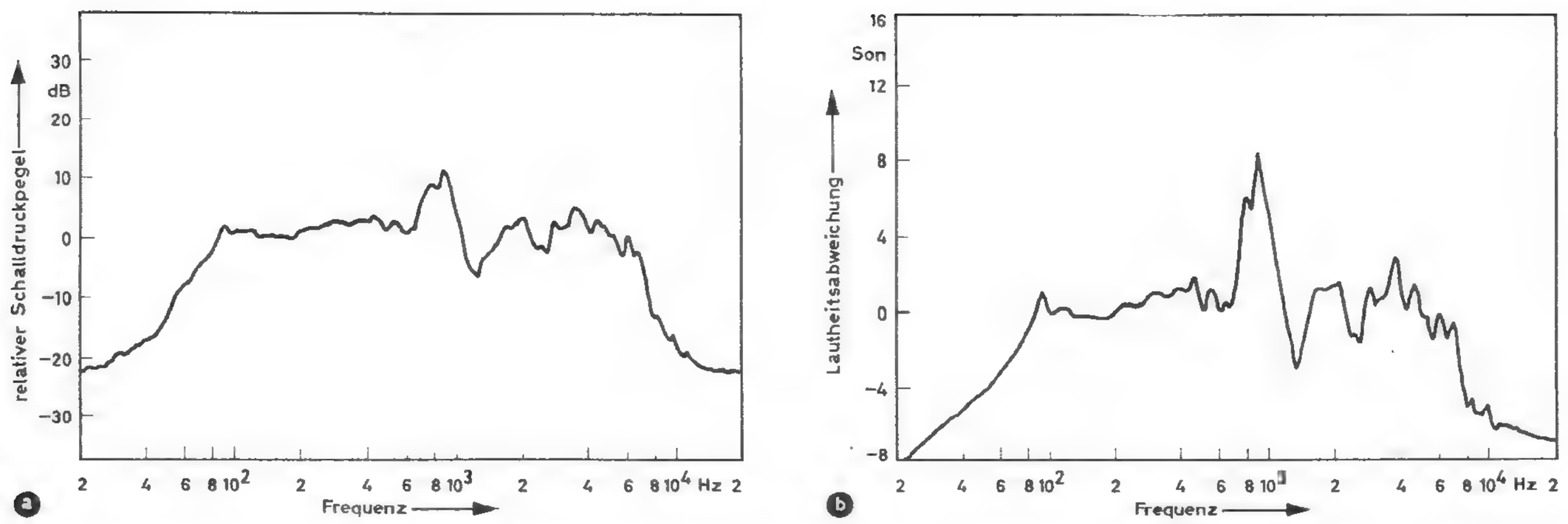


Bild 6. Frequenzgang eines 8-Zoll-Lautsprechers mit nichtbehandelter Randeinspannung bei axialer Abstrahlung; a) relativer Schalldruckpegel, b) Lautheitsabweichung

abgesenkt zu werden. Bei der Kombination C zeigt sich deutlich die ungedämpfte Resonanz bei etwa 40 Hz, die die Wiedergabe beeinträchtigt. Abgesehen davon offenbart diese Darstellungsweise jedoch, daß von den drei Lautsprecherboxen das Modell C überlegen ist, wenn die Dämpfung der Resonanz bei den tiefen Frequenzen verbessert wird. Hier stellt sich die Resonanzüberhöhung viel deutlicher dar und wird demzufolge so eingeschätzt, wie sie auf das Ohr tatsächlich wirkt.

4. Aufteilung des Frequenzbandes nach der Tonhöhe

Im nächsten Schritt formt man auch die Abszissen des logarithmischen Kurvenpapiers, wo bisher die Frequenzen in Hertz aufgetragen sind, in eine Meßreihe für Tonhöhen in Mel-Einheiten um. Jede Unterteilung auf der horizontalen Skala stellt eine ungefähr gleiche Änderung der Tonhöhe dar. Diese neue Aufteilung des Frequenzbereiches zeigt die hohen und tiefen Frequenzen an den Enden des Bereiches zusammengedrängt bei gleichzeitiger Ausdehnung des mittleren Frequenzbereiches. Das untere Ende des Bereiches ist nahezu frequenzlinear und nicht logarithmisch unterteilt.

Bild 9a zeigt die Kurve eines Lautsprechers bei tiefen Frequenzen. Der Lautsprecher hat einen kleinen Membrandurchmesser, einen schwachen Magneten, schlechte Dämpfung und ist in einem kleinen geschlossenen Gehäuse eingebaut. Die gleiche Kurve wurde umgezeichnet in die neuen Koordinaten (Lautheit über Tonhöhe, Bild 9b); man erkennt darin sehr deutlich die ungedämpfte Resonanz. Ein weiteres Beispiel zeigen die Bilder 10a und 10b. Dort handelt es sich um einen weich aufgehängten Lautsprecher, der in einem stark gedämpften kleinen Gehäuse eingebaut ist. Dieser Lautsprecher gilt allgemein als ein guter Tieftonlautsprecher. Die Kurve in subjektiven Koordinaten zeigt eine viel größere „Hörfläche" im Gebiet der tiefen

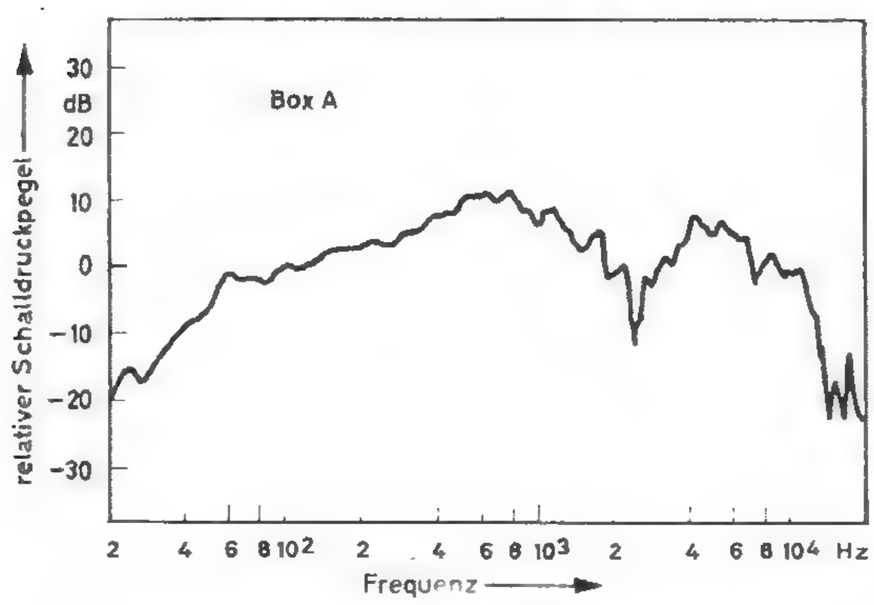
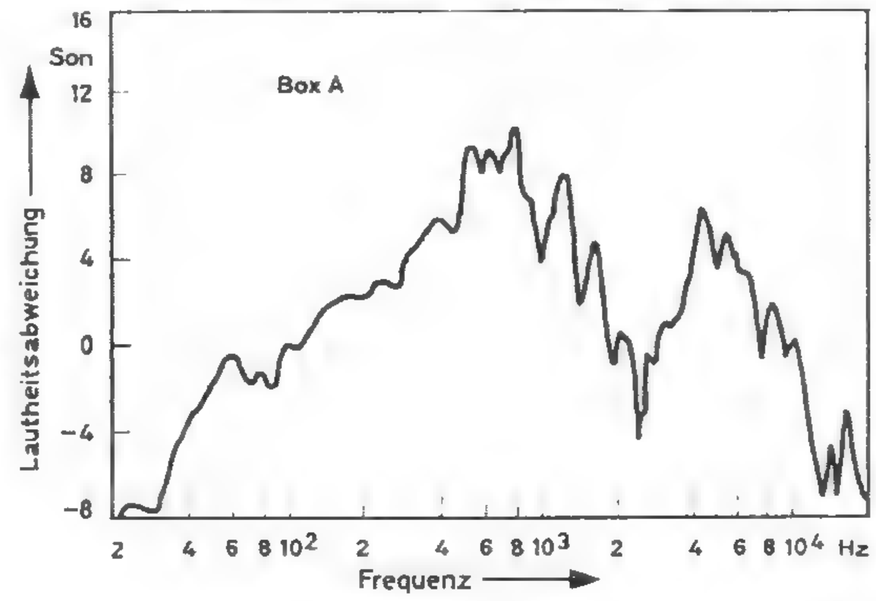
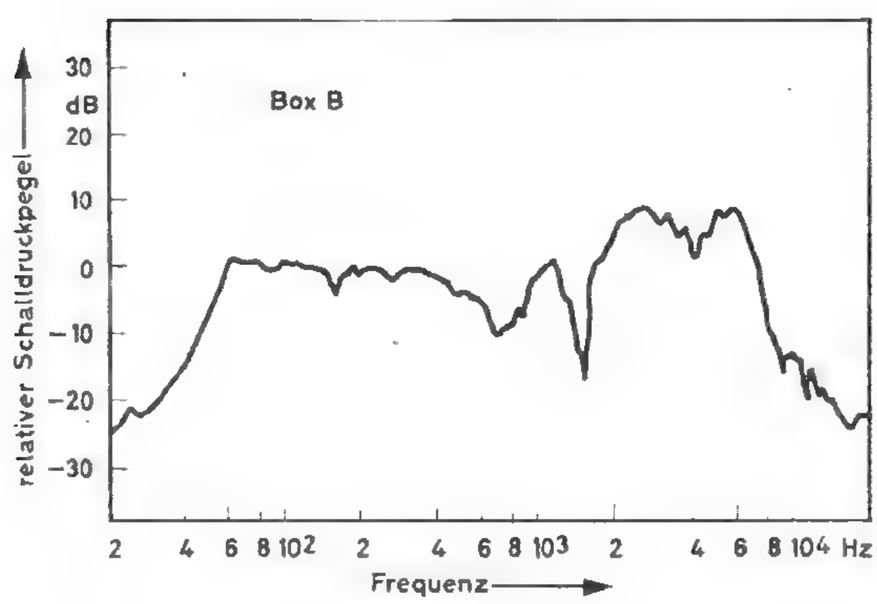
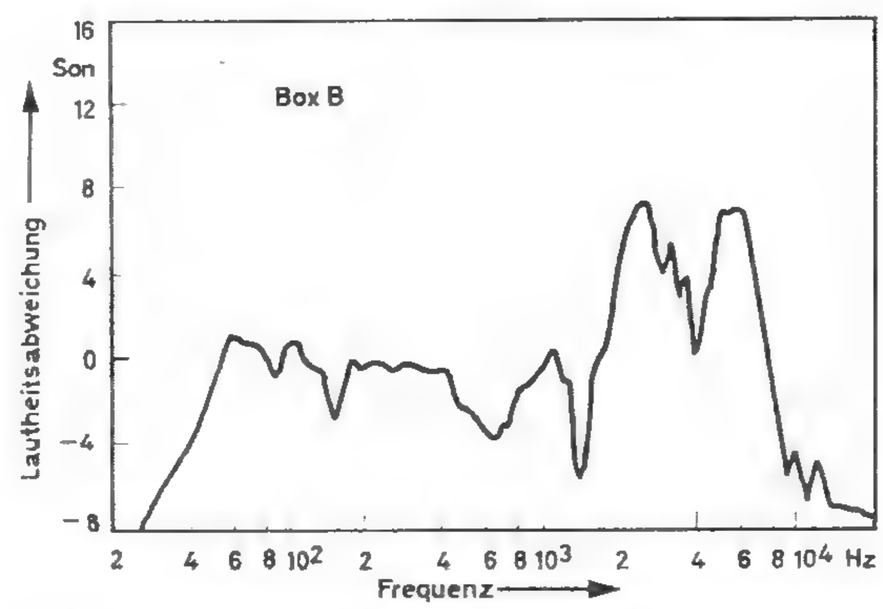


Bild 7. Relativer Schalldruckpegel als Funktion der Frequenz von drei verschiedenen Lautsprecherboxen ◀







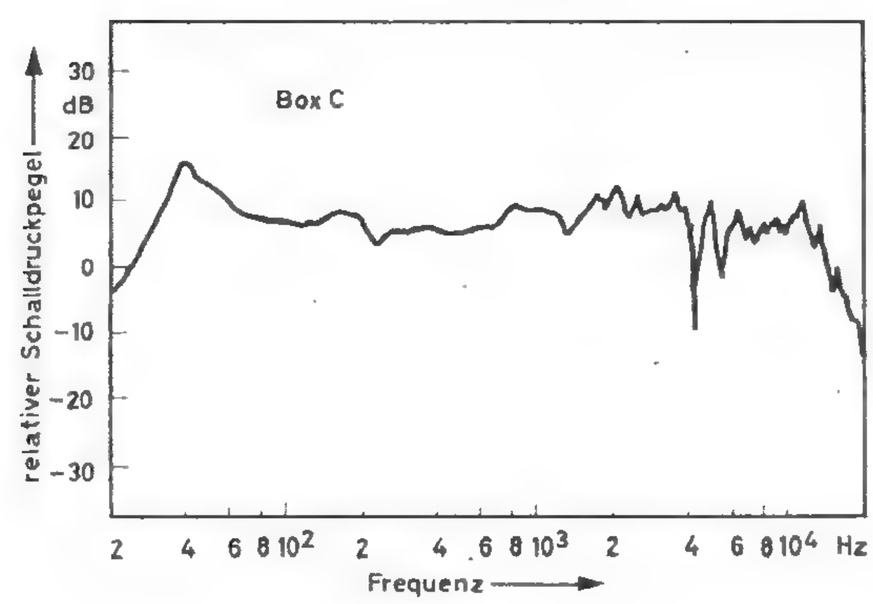
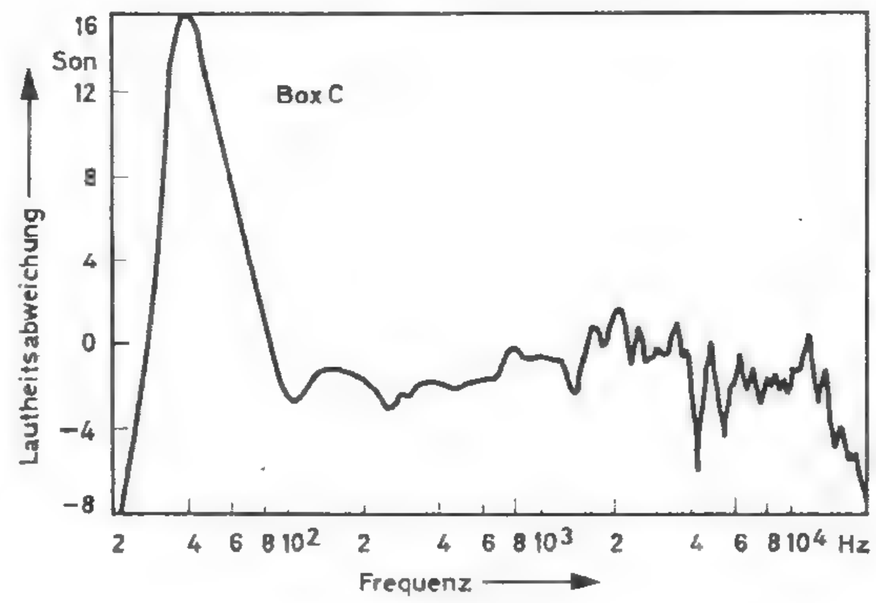


Bild 8. Lautheitsabweichung als Funktion der Frequenz der drei Lautsprecherboxen nach Bild 7 ▶



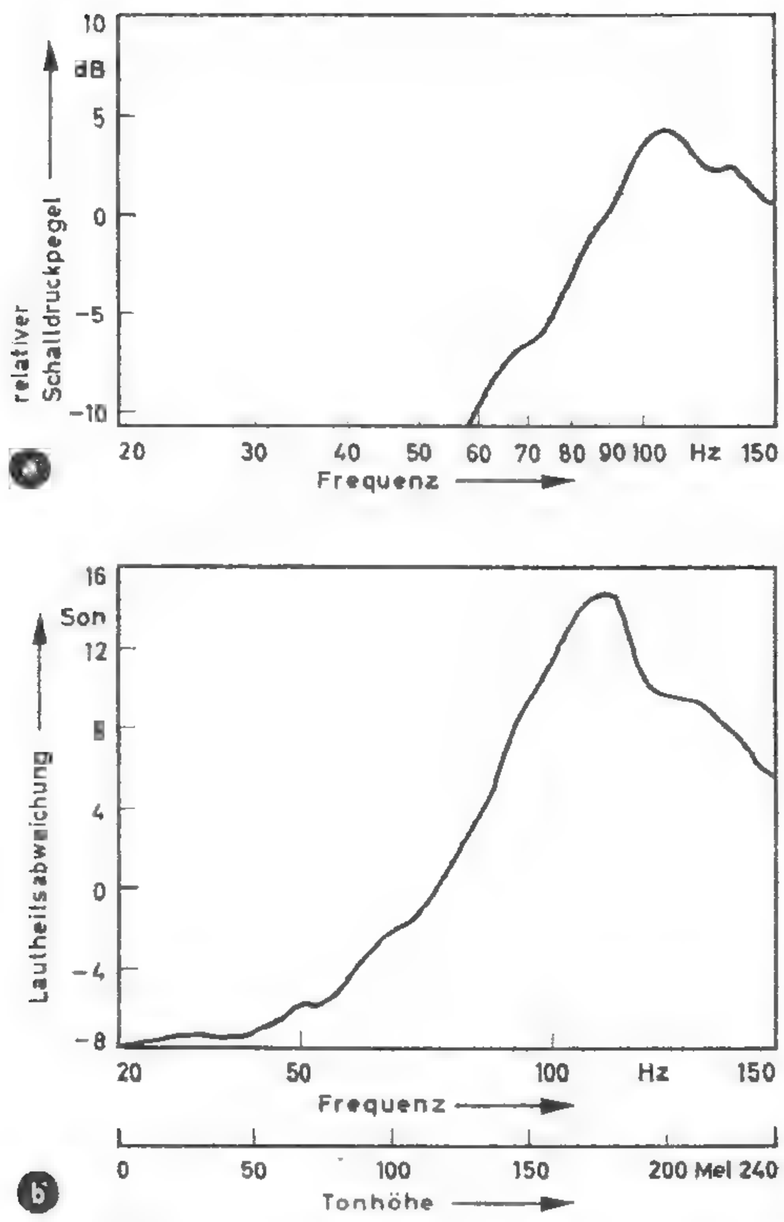


Bild 9. Frequenzgang eines in einer geschlossenen Kompaktbox eingebauten 8-Zoll-Lautsprechers; a) relativer Schalldruckpegel als Funktion der Frequenz, b) Lautheitsabweichung als Funktion der Frequenz und der Tonhöhe

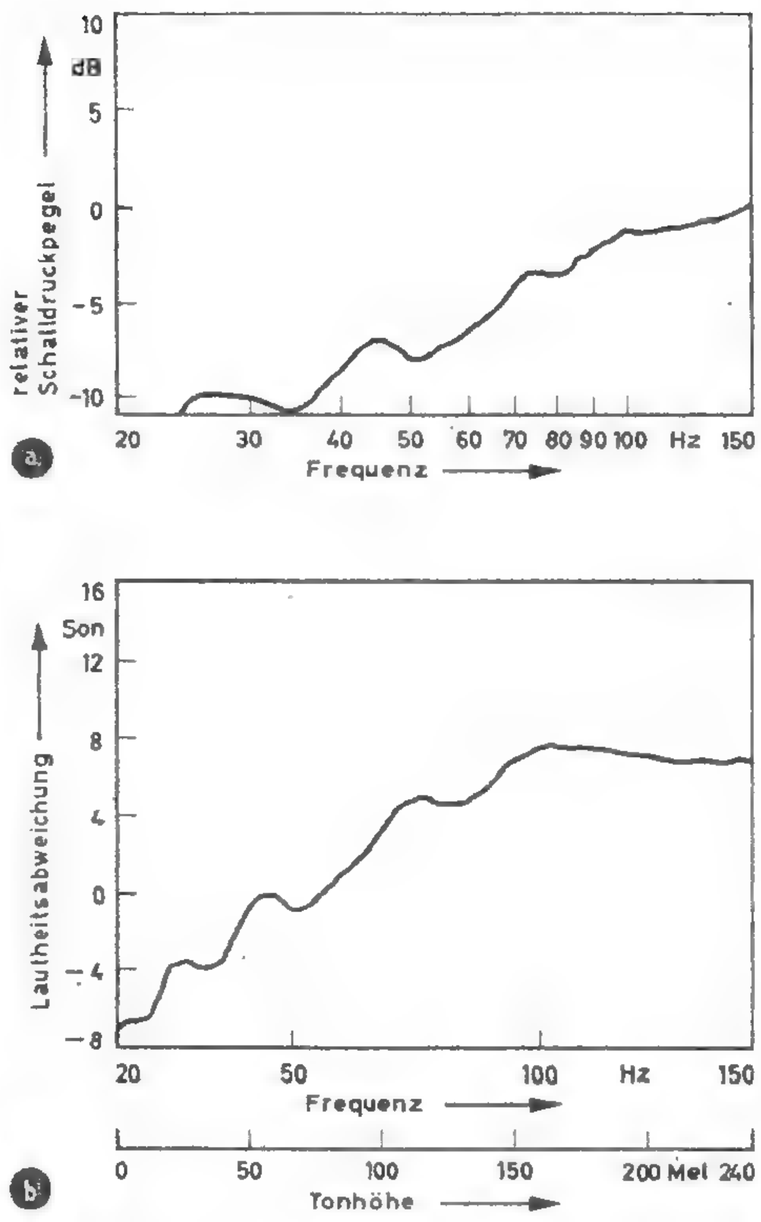


Bild 10. Frequenzgang eines „high-compliance"-Tieftonlautsprechers im Kompaktgehäuse; a) relativer Schalldruckpegel als Funktion der Frequenz, b) Lautheitsabweichung als Funktion der Frequenz und der Tonhöhe

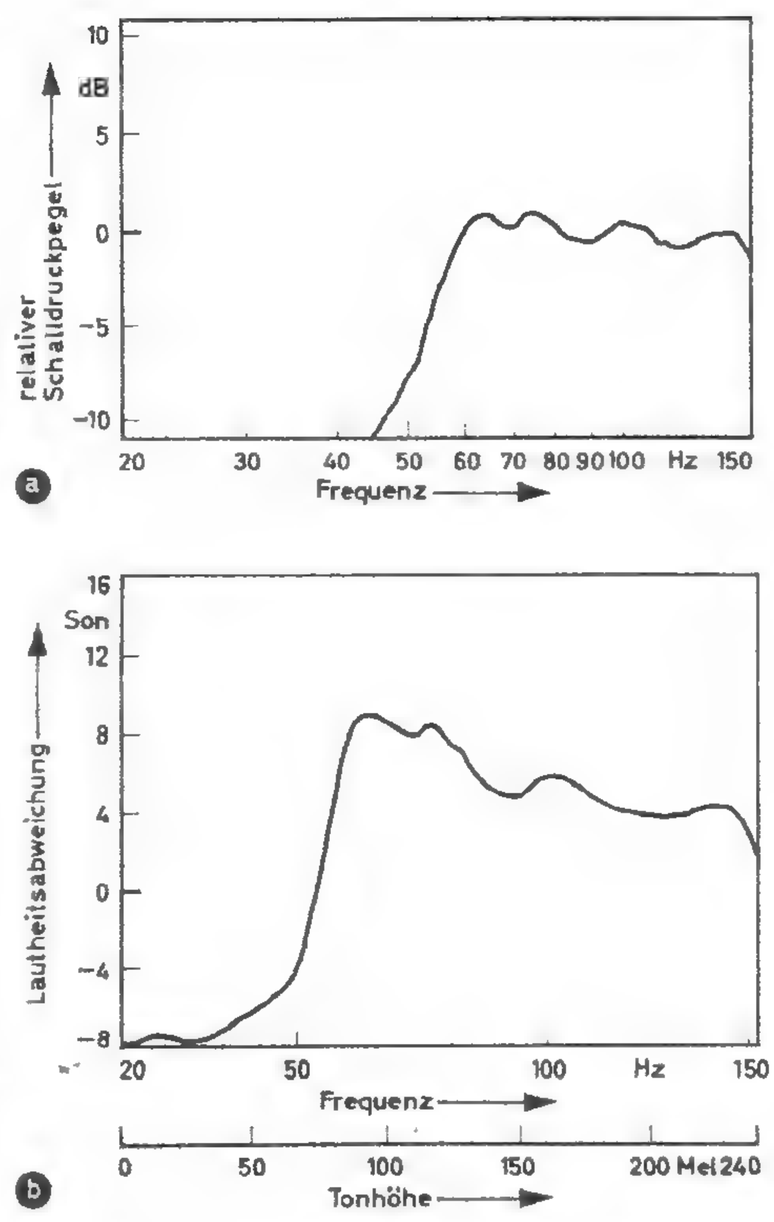


Bild 11. Frequenzgang eines Qualitätslautsprechers in mittelgroßem, geschlossenem Gehäuse; a) relativer Schalldruckpegel als Funktion der Frequenz, b) Lautheitsabweichung als Funktion der Frequenz und der Tonhöhe

Frequenzen. Daraus kann man die größere Tiefenlautheit dieses Lautsprechers besser als mit den Normkurven erkennen.

Die gleiche Gegenüberstellung wurde in den Bildern 11a und 11b für eine Lautsprecherkombination in einem größeren, geschlossenen Gehäuse vorgenommen. Dieser Lautsprecher ist von ausgezeichneter Qualität, und es ist zu bemerken, daß verschiedene Hörer die Baßwiedergabe als etwas zu kräftig beurteilt haben. Die Darstellung nach Bild 11b zeigt deutlich diese Tendenz, wohingegen Bild 11a diese Anhebung nicht erkennen läßt. Dies ist ein besonders deutliches Beispiel dafür, daß die subjektiven Koordinaten besser den Hörempfindungen des Ohres entsprechen als die bisher verwendeten „technischen" Koordinaten.

Auch Bild 12 zeigt ein solches Beispiel. Bild 12a ist die Kurve eines Lautsprechers in normalen logarithmischen Koordinaten, wobei sich eine augenscheinlich geringfügige ungedämpfte Resonanz von nur wenigen dB am unteren Ende zeigt. Diese ungedämpfte Resonanz wird jedoch deutlich, wenn man die Kurve wie im Bild 12b in subjektiven Koordinaten darstellt.

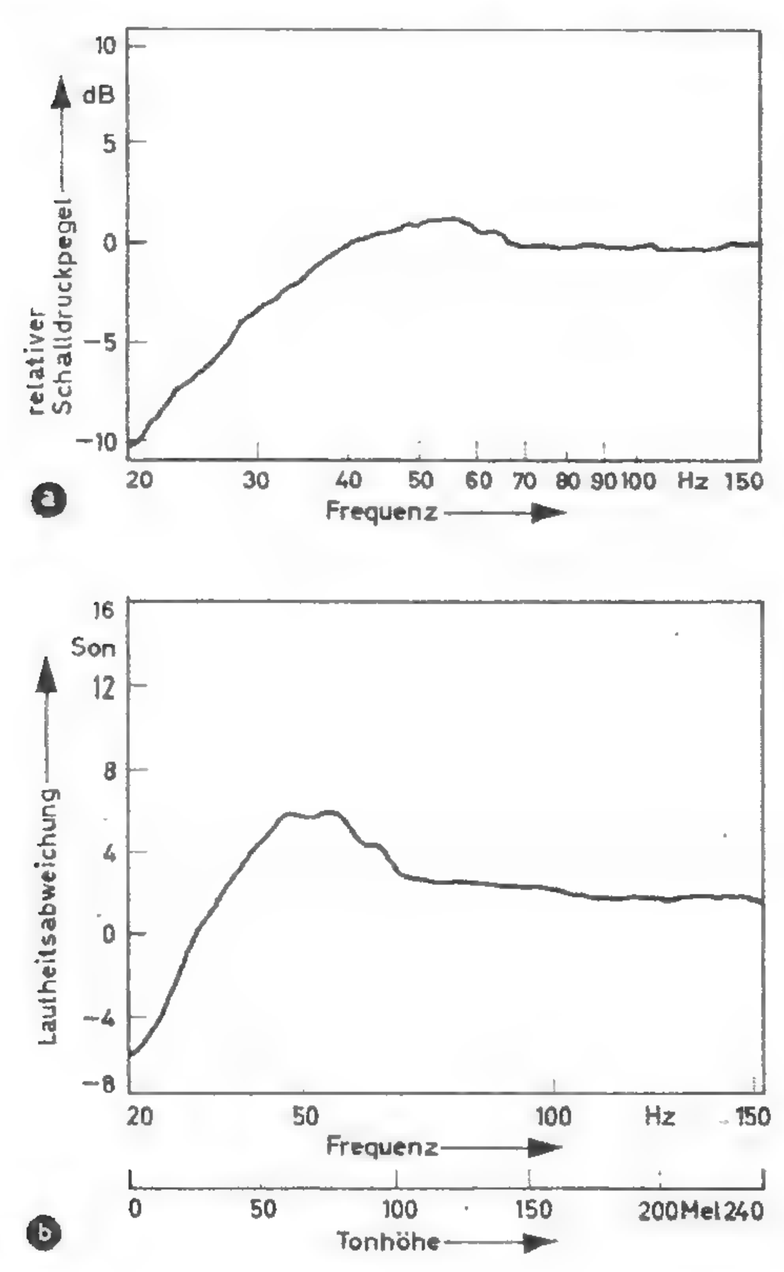
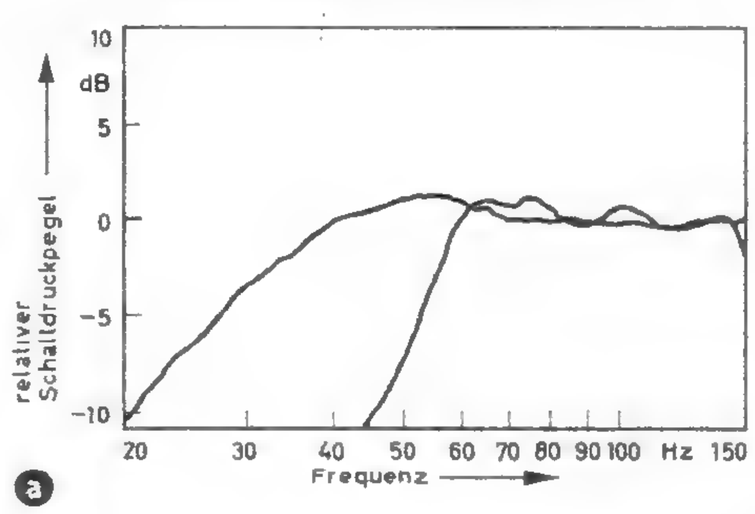


Bild 12. Frequenzgang eines 15-Zoll-„high-compliance" - Tieftonlautsprechers in großem, geschlossenem Gehäuse; a) relativer Schalldruckpegel als Funktion der Frequenz, b) Lautheitsabweichung als Funktion der Frequenz und der Tonhöhe

Bild 13 (unten). Relativer Schalldruck (a) und Lautheitsabweichung (b) der Lautsprecher nach den Bildern 11 und 12



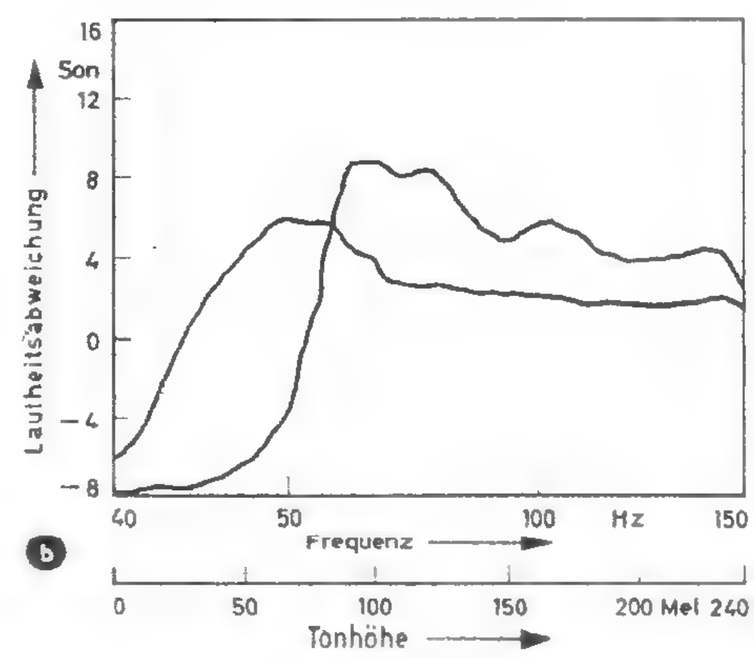


Bild 13a zeigt die gemeinsame Darstellung der Bilder 11a und 12a. Hier ergibt der Vergleich wenig Unterschiede. Nach dem Umzeichnen in subjektive Koordinaten und Einpegeln auf gleiche Lautheit erscheinen die Unterschiede viel deutlicher. Bild 13a scheint zwar zu zeigen, daß der eine Lautsprecher erheblich mehr Tiefen bringt als der andere. Bild 13b enthüllt jedoch, daß die Erweiterung der Tiefenwiedergabe nicht so groß ist, wie es den Anschein hat. Im Endeffekt hat nämlich der Lautsprecher, dessen Frequenzgang früher abfällt, die gleiche Lautheit in den Bässen, weil die Hörfläche unter den Kurven nahezu gleich ist. Die Ergebnisse der durchgeführten praktischen Hörtests bestätigen tatsächlich, was grafisch im Bild 13b vorausgesagt wurde.

(Schluß folgt)

L. BÜTTNER

Neuzeitliche aktive Bauelemente zur Erzeugung höchster Frequenzen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1966) Nr. 6, S. 174

DK 621.373:621.3.029.64/.65

4.2. Read-Diode

Der Aufbau, die Feldverteilung und die Dotierungskonzentrationen einer Read-Diode sind im Bild 7a angedeutet. Die linke Seite der gezeigten Diodenstruktur bildet ein PN-Übergang mit einer steilen Feldverteilung. Dort befindet sich die Lawinenzone. Es folgt eine ziemlich breite Zone mit I-Leitung (Eigenleitung). An diesen Bezirk grenzt eine stark dotierte N-Zone. Ist die Diode in Sperrichtung gepolt und liegt die Spannung gerade unter dem Durchbruchswert, dann stellt sich in der Read-Diode die gezeigte Feldverteilung ein. Bei einer etwas höheren Vorspannung ist das Lawinenfeld am PN-Übergang erreicht, und der Diodenstrom wird groß. Die Löcher driften mit geringer Verzögerung in die P-Zone, die Elektronen werden jedoch bei ihrem Durchgang durch die Driftzone verzögert. Der Gleichstrom-Vorspannung wird eine Wechselspannung überlagert. Dies ruft einen negativen Widerstand in dem Frequenzbereich hervor, in dem die Verzögerung im Aufbau des Lawinenstroms und die Übergangszeit-Verzögerung dafür sorgen, daß die Elektronen mit der angelegten Spannung außer Phase geraten.

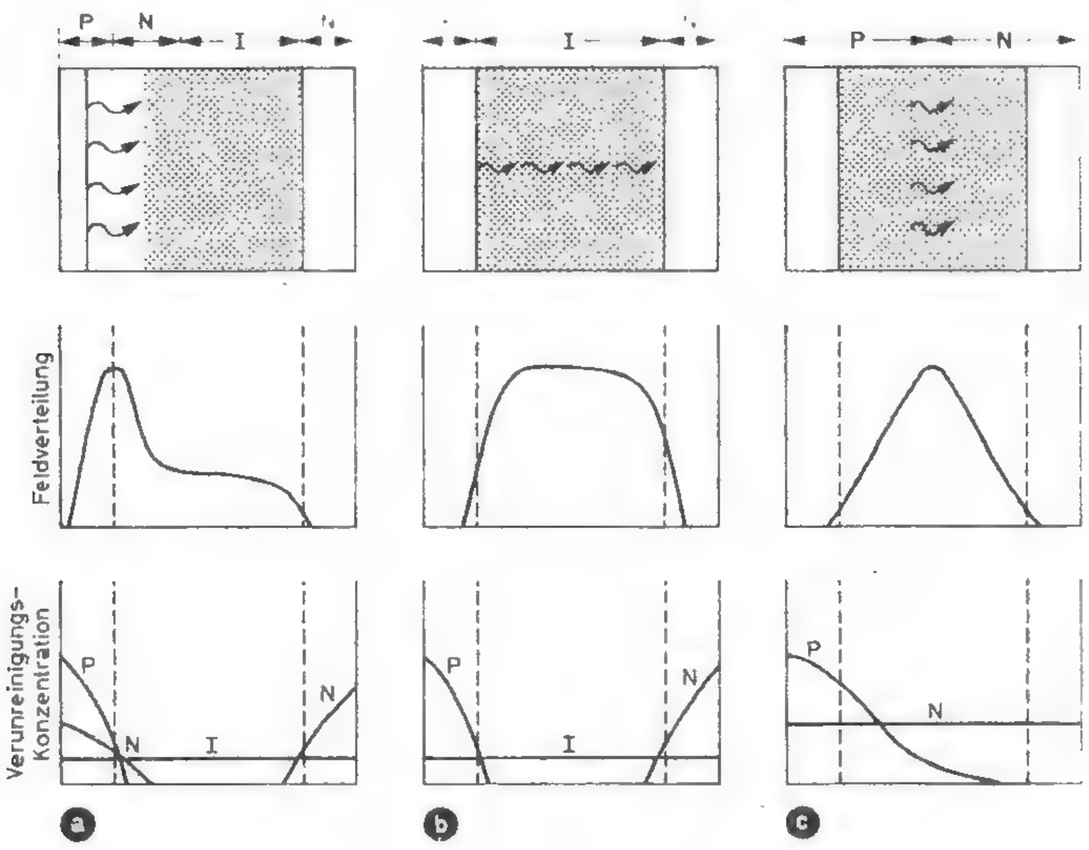


Bild 7. Aufbau, Feldverteilung und Verunreinigungs-Konzentration einer Read-Diode (a), einer ATT-PIN-Diode (b) und einer ATT-PN-Diode (c). Die Zonen in diesen drei Strukturen sind nicht so exakt definiert, wie es hier aussieht. In der Praxis sind die Übergänge von einer Zone zur anderen nicht so abrupt, sondern auf Grund des Herstellungsverfahrens etwas stetiger. Die Pfeile kennzeichnen den Verlauf des Lawinendurchbruchs. Die gepunkteten Bezirke sollen die Driftzonen mit den Streuelektronen darstellen

Die Read-Diode ist eine PNIP-Siliziumdiode. Eine einzelne Read-Diode kann zur Zeit als Oszillator bei 5,3 GHz etwa 130 mW liefern. Ihr Wirkungsgrad liegt bei 4,9 %.

4.3. ATT-PIN-Diode

Aufbau, Feldverteilung und Dotierungskonzentration der ATT-PIN-Diode sind im Bild 7b dargestellt. In der PIN-Diode ist die Lawinenionisation über die Driftfeldzone verteilt. Hier sind sowohl der Löcher-Driftstrom als auch der Elektronen-Driftstrom von Interesse. Bei hohen Rückwärtsströmen zeigt die Anordnung einen negativen Widerstand. Wird diese Diode mit einer hohen Vorspannung betrieben, dann ist sie bezüglich Ausgangsleistung und Wirkungsgrad mit der Read-Diode vergleichbar. Die ATT-PIN-Diode ist bei Änderungen des Vorstroms jedoch weniger frequenzstabil als die Read-Diode. Für eine ideale PIN-Diode, in der ein gleichmäßiger Lawinendurchbruch stattfindet, ergibt sich theoretisch, daß die Resonanzfrequenz der Wurzel aus dem Vorstrom proportional ist. Diese Diode kann aus Germanium oder Silizium hergestellt werden. Die Germaniumausführung ermöglicht zur Zeit eine Ausgangsleistung von 9 mW bei 6 GHz mit einem Wirkungsgrad von 0,5 %. Die derzeitige Siliziumausführung liefert als Oszillator 250 mW bei 12 GHz.

4.4. ATT-PN-Diode

Aus Bild 7c sind Aufbau, Feldverteilung und Verunreinigungs-Konzentration der ATT-PN-Diode ersichtlich. Man kann sie als ein Paar gegeneinander geschalteter Read-Dioden auffassen. Die Lawinenerzeugung erfolgt in der Hochfeldzone in der Mitte der Struktur. Von dort aus driften die Elektronen nach rechts und die Löcher nach links, beide Ladungsträgerarten mit einer Übergangszeit-Verzögerung. Die PN-Diode bietet Vorzüge bei hohen Frequenzen bis hinauf zu 20 GHz, wo die Driftzone sehr schmal ist. Bei diesen Frequenzen ist es schwierig, die Feldverteilung in der Read-Diode oder in der PIN-Diode richtig zu steuern. Eine ATT-PN-Diode aus Silizium erreicht 500 mW Ausgangsleistung bei 10 GHz und im Pulsbetrieb 350 mW bei 50 GHz. Mit Galliumarsenid-Ausführungen kann man 30 mW bei 13,6 GHz erreichen. Für Dauerbetrieb liegt der Wirkungsgrad bei etwa 5 %, bei Pulsbetrieb beträgt er 0,5 %.

5. Leistungserzeugung im Mikrowellenbereich mit Transistoren

Es ist denkbar, daß Transistoren noch brauchbare Ausgangsleistungen bis zu rund 6 GHz liefern können; auf dem Markt befindet sich aber kein Transistor für Frequenzen oberhalb 2,5 GHz. Mit Hilfe von Overlay-Transistoren ist es möglich, Leistungen von 6,5 W bei 1 GHz und 1 W bis 2 GHz zu erreichen [8]. Bild 8a zeigt einen transistorisierten Colpitts-Oszillator, der im Mikrowellenbereich Anwendung finden kann. Die Induktivität L und die Kapazitäten $C1$ und $C2$ können als parasitäre Elemente des Aufbaus betrachtet werden.

Der Transistor in dieser Colpitts-Oszillatorschaltung kann bei Hochfrequenzbetrieb mit dem Kollektor, mit der Basis oder mit dem Emitter an Masse gelegt werden. Eine praktische Oszillatorschaltung kann beispielsweise aus der Grundschaltung des Colpitts-Oszillators bei Verwendung eines TO-39-Transistors hergeleitet werden. Im Bild 8b liegt der Kollektor eines derartigen Transistors über die parasitäre Kollektor-Induktivität L an Masse. Zugleich erhält man so eine gute Wärmeableitung vom Kollektor, der in der TO-39-Kapsel mit dem Gehäuse verbunden ist. Die Ausgangsleistung wird über die Verbindung von $C3$ und $C4$ abgenommen. Im Bild 8c ist eine andere Methode zur Auskopplung des Signals aus einem transistorisierten Höchstfrequenzoszillator angedeutet.

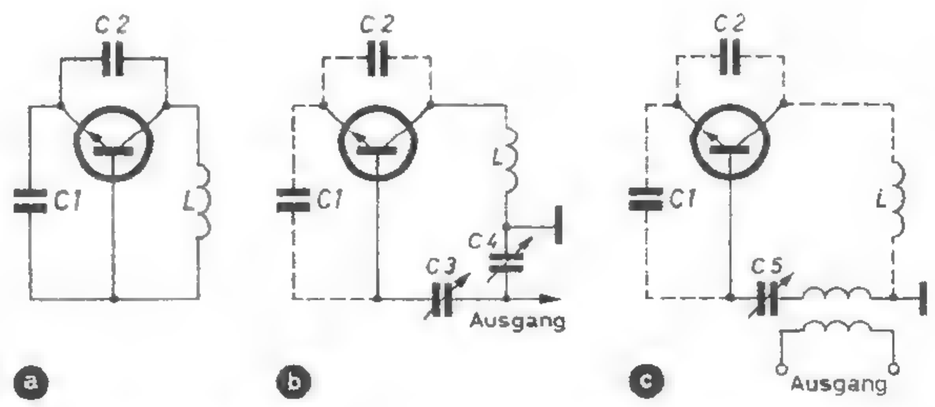


Bild 8. Colpitts-Oszillator (a) für den Mikrowellenbereich; verschiedene Methoden (b und c) zur Auskopplung der Mikrowellenleistung

6. Mikrowellenerzeugung durch Plasmaeffekte in Festkörpern

In der letzten Zeit sind in Festkörpern eine Reihe von Instabilitäten entdeckt worden, die eine gewisse Ähnlichkeit mit Plasmaeffekten in Gasen haben und daher auch als Plasmaeffekte bezeichnet werden. Solche Instabilitäten werden in manchen Festkörpern auch im Mikrowellenbereich beobachtet, und es liegt daher der Gedanke nahe, sie für die Leistungserzeugung im Mikrowellenbereich nutzbar zu machen. Die Entstehung und das Verhalten solcher Instabilitäten wird zur Zeit jedoch noch in den wenigsten Fällen verstanden. In einem etwas fortgeschrittenen Stadium befindet sich bereits eine als Oszillistor bezeichnete Anordnung [9]. Dem Oszillistor liegen Plasmainstabilitäten zugrunde, die durch ein äußeres Magnetfeld hervorgerufen werden. Bringt man einen stromdurchflossenen Halbleiter in ein Magnetfeld, dann treten oberhalb gewisser Werte des elektrischen und des magnetischen Feldes und in gewissen Positionen des elektrischen und des magnetischen

Feldes zueinander an den Enden der Probe Strom-Spannungs-Oszillationen auf.

Ein Halbleiter, der unter dem Einfluß starker elektrischer und magnetischer Felder ein breites Mikrowellenspektrum auszustrahlen vermag, ist InSb. In einer neuen Modellvorstellung [10] wird angenommen, daß sich selbsttätig eine Photoleitfähigkeits-Mischung der verstärkten spontanen Strahlung einstellt, die dann in der InSb-Probe existiert, wenn die Elektronen-Loch-Dichte eine Energie-Niveau-Umbesetzung hervorruft. Diese Umbesetzung soll eine Molekularverstärkung der Strahlung verursachen, die aus der Bandlücke kommt.

7. Maser

Maser machen von der Tatsache Gebrauch, daß Atome und Moleküle nur ganz bestimmte Energiezustände einnehmen können und daß sie beim Übergang von einem Zustand höherer Energie in einen Zustand geringerer Energie die Differenzenergie in Form elektromagnetischer Strahlung abgeben können. Alle bisher verwirklichten Maser-Typen liefern nur extrem niedrige Ausgangsleistungen und sind nicht abstimmbar, so daß sie als Leistungsquellen im Mikrowellenbereich keine Bedeutung erlangt haben. Die Stärke der Maser ist vielmehr ihre extrem hohe Frequenzkonstanz. Deswegen werden sie als Frequenz- und als Zeitnormale eingesetzt.

Maser haben auch eine Bedeutung als rauscharme Verstärker erlangt. Die bekannten Maser-Typen sind der Molekularstrahl-Maser, der Gaszellen-Maser und der Festkörper-Maser. Die Festkörper-Maser haben in der letzten Zeit eine Bereicherung durch den Zero-Field-Maser erfahren, bei dem das sonst immer erforderliche konstante äußere Magnetfeld nicht mehr benötigt wird. Zu diesen Maser-Typen haben sich vor kurzem zwei weitere hinzugesellt: der Elektronenstrahl-Maser und der kosmische Maser, der großes praktisches Interesse hat, da man hofft, diese in der Natur vorkommende Maserwirkung ausnutzen zu können.

7.1. Elektronenstrahl-Maser

Bei der Ausführung von Korrekturrechnungen für Elektronen, die sich mit relativistischen Geschwindigkeiten in einem Magnetfeld bewegen, hatte sich ergeben, daß solche Elektronen stimulierte Emission, das heißt Maser-Wirkung, zeigen können. Tatsächlich kann ein Elektron, das sich mit endlicher Geschwindigkeit in einem elektromagnetischen Feld bewegt, nur ganz bestimmte Energiewerte einnehmen. Das ganze System – Magnetfeld und Elektron – verhält sich also wie ein „Riesenatom". Für alle Fälle von praktischem Interesse zeigt sich, daß die Energieniveaus gleichen Abstand haben. Wenn Strahlung von bestimmter Frequenz mit diesem Riesenatom in Wechselwirkung tritt, dann kann das Elektron ein Strahlungsquant absorbieren und auf ein höheres Energieniveau springen, oder es kann einen Teil seiner Energie abgeben und auf ein niedrigeres Niveau fallen. Die tatsächlich beobachtbare Größe ist die auf Grund dieser beiden Prozesse vom Elektron insgesamt abgestrahlte (oder absorbierte) Strahlungsleistung.

Wenn durch zweckmäßige Wahl der Feldkonfiguration Bedingungen geschaffen werden, unter denen eine Besetzungsinversion der Energieniveaus des Riesenatoms möglich ist, so daß die Wahrscheinlichkeit für Übergänge zu den tiefer liegenden Niveaus größer ist als für Übergänge zu den höheren Niveaus, dann erhält man die Maser-Wirkung. Man kann zeigen, daß sich der Effekt noch erhöht und daß das ganze System einen nichtrelativistischen Charakter bekommt, wenn man ihm ein elektrostatisches Feld überlagert. Induzierte Synchroton-Strahlung von Elektronen, die sich in homogenen magnetischen Feldern entlang wendelförmigen Bahnen oder in gekreuzten magnetischen und elektrischen Feldern entlang trochoidischen Bahnen bewegen, sind bereits beobachtet worden. Kürzlich wurde die Möglichkeit der Anwendung eines Elektronen-Synchrotrons als Elektronenstrahl-Maser aufgezeigt [11].

7.2. Kosmischer Maser

Der kosmische Maser liefert eine Modellvorstellung zur Erklärung des Zustandekommens der 21-cm-Strahlung des interstellaren Wasserstoffs.

Wenn Wasserstoffatome einem gerichteten Strahl unpolarisierter ultravioletter Strahlung mit einem kontinuierlichen Spektrum im Wellenlängenbereich von etwa 912 ... 1216 Å ausgesetzt werden, dann kommt es zu einer Umbesetzung der Grundzustände der Atome. Man erwartet, daß solche Zustandsinversionen in interstellaren Zonen stattfinden, die den Ionisationszonen heißer Sterne direkt benachbart sind. Die „Ausgangsleistung" des kosmischen Masers resultiert aus den gigantischen Ausmaßen eines solchen Systems (Verstärkungsfaktor bis zu etwa 10^7). Resonatoren oder Reflektoren werden nicht benötigt, so daß die mit ihnen normalerweise verbundenen Verluste nicht auftreten. Unter astrophysikalischen Bedingungen führt daher bereits eine kleine Besetzungsinversion zu größeren Ausgangsleistungen [12]. Im Fall von Wasserstoffatomen beträgt die Maser-Wellenlänge 21 cm. Messungen weisen aber darauf hin, daß im interstellaren Raum auch andere natürliche kosmische Maser vorhanden sind [13]. Ob diese Prozesse zu praktischen Nachrichtensystemen führen, ist noch nicht abzusehen.

9. Schlußbemerkung

Im Moment sieht es so aus, daß der Gunn-Oszillator sich vorerst im Mikrowellenbereich durchsetzen wird. Der Read-Oszillator folgt ihm direkt auf den Fersen. Der Josephson-Oszillator verspricht ebenfalls, ein billiger Generator für höchste Frequenzen zu werden. Neben den hier aufgezählten gibt es noch andere neuere Konzepte, die quantenmechanische Vorgänge ausnutzen und prinzipiell Schwingungen erzeugen könnten, zum Beispiel den Nemag[1]) von Kroemer (Verstärker, der das Auftreten von negativen effektiven Elektronenmassen ausnutzt) oder den ferromagnetischen Verstärker von Suhl. In dieser Abhandlung wurde versucht, einige neuere Höchstfrequenz-Oszillatoren aufzuzählen, die bereits im Mikrowellenbereich verwirklicht wurden oder deren Prinzip erst vor kurzem angegeben wurde.

[1]) negative effective mass amplifier and generator

Weiteres Schrifttum

[8] Lee, H. C.: Microwave power generation using overlay transistors. RCA Rev. Bd. 27 (1966) Nr. 2, S. 199–215

[9] Flietner, H., u. Kempe, N.: Schwingungseigenschaften des Oszillistors. Phys. stat. sol. Bd. 18 (1966) S. 415–426

[10] Steele, M. C.: Microwave generation from photoconductive mixing of amplified spontaneous radiation. RCA Rev. Bd. 27 (1966) Nr. 2, S. 263–271

[11] Sokolov, A. A., u. Ternov, I. M.: On the use of an electron synchrotron as a maser. JETP Lett. Bd. 4 (1966) Nr. 3, S. 61–62

[12] Varshalovich, D. A.: Coherent amplification of radio emission in a cosmic medium. JETP Lett. Bd. 4 (1966) Nr. 5, S. 124–125

[13] Litvak, M. H., McWhorter, A. L., Meeks, M. L., u. Zeiger, H. J.: Maser model for interstellar H microwave emission. Phys. Rev. Lett. Bd. 17 (1966) Nr. 15, S. 821–826

[14] Rusin, F. S., u. Bogomolov, G. D.: Generation of electromagnetic oscillations in an open resonator. JETP Lett. Bd. 4 (1966) Nr. 6, S. 160–162

KW-Kurznachrichten

Amateurfunk auf der Hannover-Messe

Zum erstenmal werden Funkamateure auf dem Gelände der Hannover-Messe praktischen Amateurfunk vorführen und ihre Freunde aus dem In- und Ausland auf dem Stand 900/1000 im Freigelände Nordallee/Ecke Stahlstraße empfangen können. Das ermöglichte ein Zusammenarbeiten zwischen dem Deutschen Amateur-Radio-Club (DARC) und dem Verband der Funkamateure der Deutschen Bundespost (VFDB) mit der *Rheinstahl Wanheim GmbH* und der *Messe-GmbH*.

Rheinstahl stellte einen 25-m-Funkmast und zwei Besprechungskabinen zur Verfügung, in denen mehrere Sonderstationen unter dem Rufzeichen DL Ø MH arbeiten. Eine davon ist während der Messedauer ständig auf 28,5 MHz (10-m-Handfunkfrequenz) empfangsbereit. Funkamateure, die also zwischen dem 29. 4. und 7. 5. 1967 das Messegelände betreten, brauchen nur ihr Handfunkgerät aus der Tasche zu nehmen, die kleine Stabantenne herausziehen und DL Ø MH zu rufen. Im Handumdrehen erhalten sie Antwort und sind dem weltweiten Amateurfunknetz angeschlossen.

Die Sonderstation dient jedoch nicht nur dem technischen Vergnügen „altgedienter" Funkamateure, sie erläutert auch Interessenten Sinn und Zweck dieses Hobbys, macht sie aus sachkundigem Mund mit den gesetzlichen Bestimmungen vertraut und erteilt gleichzeitig Hinweise für störungsfreies Arbeiten mit solchen Stationen.

Die Station auf dem Messegelände arbeitet nur während der Öffnungszeiten von 9 bis 18 Uhr zwischen dem 28. April und 7. Mai 1967. Aber unter gleichem Rufzeichen wickelt die Clubstation Hannover des DARC in der Marienstraße 44 den Messe-Sonderdienst vom 8. bis 28. April 1967 und in den Abendstunden ab. (Während der Messe treffen sich abends stets Funkamateure zu einem gemütlichen Plausch am Ham-Stammtisch in der Marienklause, Hannover, Marienstraße.)

Schwäbisches UKW-Treffen

Auch in diesem Jahre treffen sich wieder die schwäbischen UKW-Amateure am 30. April in Ottobeuren. Beim diesjährigen Treffen soll außer einer Fuchsjagd auf 144 MHz erstmals gleichzeitig auch eine solche auf 432 MHz stattfinden. Der Start beginnt um 10 Uhr am Marktplatz (Ausgabe der Startbedingungen 9 Uhr). Nachmittags um 14 Uhr wird ein Referat über Konverter für 432 MHz gehalten; anschließend steigt die Preisverteilung an die Sieger der Fuchsjagden.

OM's, die schon am Vortage anreisen, sind zu der OV-Versammlung des OV-Ottobeuren eingeladen (19.00 Uhr, Hotel Hirsch).

H. KOCH

Verkehrswarnfunk

Ein Verfahren zur Erhöhung der Verkehrssicherheit und Verkehrsleistung

Das Straßennetz der Bundesrepublik zeigt sich trotz aller anerkennenswerten Anstrengungen auf dem Gebiet des Straßenbaues zu einem großen Teil den Anforderungen des modernen Verkehrs nicht mehr gewachsen. Die Prognosen, die bis 1975 eine Verdopplung des Kraftfahrzeugbestandes voraussagen, lassen schon heute deutlich erkennen, daß sich die Diskrepanz zwischen Straßenraum und Verkehrsdichte weiter vergrößern wird. Um den rasch steigenden Kraftfahrzeugzulassungszahlen ein ebenso schnell steigendes Angebot an neugebauten Straßen gegenüberzustellen, wären derart hohe Geldsummen nötig, die selbst beim besten Willen aller zuständigen Stellen nicht mobilisiert werden könnten. Man versucht deshalb, durch geeignete elektronische Verfahren den bereits vorhandenen Straßenraum optimal auszunutzen. Hierbei steht im Vordergrund die Erhöhung der Verkehrssicherheit, die automatisch eine Steigerung der Verkehrsleistung zur Folge hat. Durch Minderung von Unfallgefahren und Reduzierung von Verkehrsstauungen auf ein Minimum wird sich der Verkehrsfluß erhöhen, und das vorhandene Straßennetz kann besser ausgelastet werden.

Als Mittel zur künftigen Verkehrsbeeinflussung schlug *AEG-Telefunken* ein funktechnisches Verfahren vor [1], das in ständigem Kontakt mit dem Bundesverkehrsministerium zu einem System entwickelt worden ist.

1. System der Nachrichtenübermittlung

Die zur Verkehrsbeeinflussung dienenden Informationen sollen dem Kraftfahrer über Funk und anschließend auf akustischem Wege mit Hilfe eines Empfangsgerätes zugesprochen werden können. Diese Verkehrslagemeldungen sollen Informationen über den Zustand der Straße, über verkehrsbehindernde Unfälle, Baustellen, Verkehrsstauungen und vor allem über Glatteis, Nebel oder Schneeverwehungen sein. Der Entwurf sieht vor, daß die Straßen wie bei der Eisenbahn in Blockabschnitte eingeteilt werden. Beim Einfahren eines Kraftfahrzeuges in einen derartigen Blockabschnitt werden dem Autofahrer automatisch die notwendigen Informationen über die Verhältnisse auf dem vor ihm liegenden Streckenabschnitt übermittelt. Das Verfahren vermeidet den Empfang der Nachricht auf der Gegenfahrbahn durch elektronische Mittel. Die ausgesendete Information ist daher orts- und fahrbahnselektiv, das heißt, in allen Fällen wird nur die Nachricht aufgenommen, die für die gewünschte Fahrtrichtung wichtig ist. Die Wahl der Länge der Blockabschnitte hängt von verkehrstechnischen Gesichtspunkten ab. Für das Bundesautobahnnetz wird man zweckmäßigerweise die Fahrtstrecke zwischen zwei Anschlußstellen zu einem Blockabschnitt erklären. Das System der Nachrichtenübermittlung ist im Bild 1 für ein Teilstück der Autobahn dargestellt.

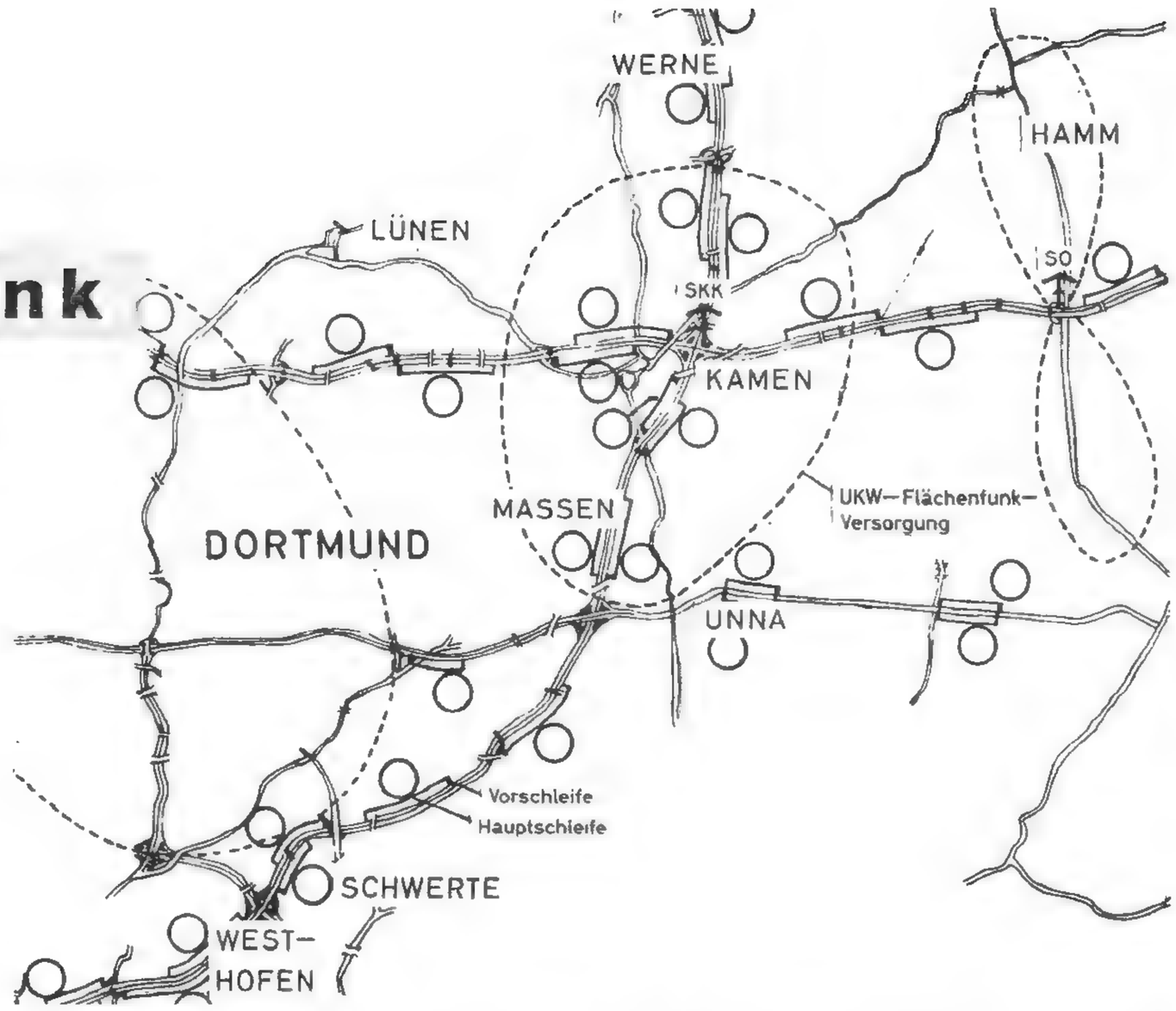


Bild 1. Planungsbeispiel für die Anwendung des Verkehrswarnfunks; Streckenführung der Bundesautobahn im Raum Kamen/Westf., an der die Verlegung der Anlagen für den Verkehrswarnfunk demonstriert wird. Die schwarz eingerandeten Flächen (neben den Kreisen) sind die beiderseits der Fahrbahn verlegten Induktionsschleifen; die gestrichelten Kreise deuten die Flächenversorgung durch freistrahlende Sender an

Die Übermittlung der Nachricht erfolgt auf induktivem Wege mit Induktionsschleifen, die beidseitig zur Fahrbahn im Erdreich verlegt sind; die Sender stehen am Rande der Autobahn. Das induktive Übertragungsverfahren bietet als einziges die Ausstrahlungsbegrenzung auf einen fest umgrenzten Raum, wodurch andere Funkdienste mit Sicherheit nicht gestört werden können. Infolge der geringen Fernwirkung lassen sich verhältnismäßig dicht benachbart alle Sender auf der gleichen Frequenz betreiben, wodurch einfache Empfangsgeräte möglich sind. Ferner hat das Induktivverfahren eine bemerkenswert hohe Übertragungssicherheit, die von anderen drahtlosen Funksystemen nicht erreicht wird.

Wie aus Bild 1 hervorgeht, wird beim Einfahren in eine Sendeschleife zunächst die sogenannte Vorschleife passiert, die für die Schaltautomatik des Empfängers eine Kennfrequenz aussendet. Innerhalb der Induktionsschleife bleibt dann der Empfänger für die Nachricht empfangsbereit. Die Schleifenlänge ist mit etwa 3 km so bemessen, daß auch ein schnell fahrendes Kraftfahrzeug die Information mindestens zweimal abhören kann. Die Ansagezeit sollte deshalb 20 ... 30 s nicht überschreiten. Die Meldung wird pausenlos ausgestrahlt, wie es die Verkehrslage erfordert.

Um sehr schnell Informationen absetzen zu können, sind die dafür erforderlichen Texte auf einem 40spurigen Tonbandgerät bereits aufgesprochen, das direkt mit dem Sender kombiniert ist. Mit einem Steuerbefehl kann eine zentrale Bedienstelle (Steuerzentrale) jeden beliebigen Sender mit einer der vierzig gespeicherten Meldungen in Betrieb nehmen.

Außer auf Autobahnen läßt sich auch auf Bundesstraßen ein Verkehrswarnfunk mittels Induktionsschleifen durchführen. Hierbei kann zum Beispiel eine Schleife für Informationen in beiden Fahrtrichtungen Verwendung finden, wenn Vorschleifen am Anfang und am Ende der Hauptschleife verlegt werden und je nach Bedarf wechselseitig in Betrieb genommen werden.

Wegen der allgemein stärkeren Vermaschung der Bundesstraßen im Stadtgebiet und im Einzugsgebiet der Autobahnen wird jedoch der Aufwand an Induktionsschleifen schnell sehr groß, so daß es hier zweckmäßig scheint, das Schleifensystem durch mehrere lokale ortsselektive UKW-Kleinstsender mit 1 ... 5 W Sendeleistung zu ergänzen. Die Reichweite dieser Flächenfunksender kann auf etwa 3 ... 5 km beschränkt werden. Auch hier wird das Prinzip des Gleichwellenfunks beibehalten. Allerdings kann man aus technischen Gründen eine Schaltautomatik für die Empfangsgeräte nicht vorsehen. Um Verwirrungszonen zu vermeiden, sollten die Flächenfunksender einen gegenseitigen Respektabstand haben; unter Umständen müssen mit Hilfe von Richtantennen Verwirrungszonen weitgehend reduziert werden. Die Steuerung der Sender kann wie beim Schleifenfunk erfolgen. Die vorgefertigten Meldungen dürfen jedoch keinen fahrtrichtungsselektiven Charakter haben. Der ortsselektive Flächenfunk soll die Aufgabe haben, dem Kraftfahrer bereits schon im Stadtgebiet eine Vorabinformation über die Verkehrssituation auf der Autobahn zu geben, so daß er unter Umständen noch umkehren oder andere Straßen benutzen kann.

Es ist daran gedacht, die Flächenfunksender im UKW-Rundfunkband zu betreiben, so daß mit den bereits im Einsatz befindlichen Kraftfahrzeugempfängern (das sind mehr als drei Millionen) eine ortsselektive Verkehrsmeldung empfangen werden könnte. Technisch bietet sich das Frequenzgebiet um 87 MHz an, weil dort eine Frequenzbelegungslücke im gesamten Bundesgebiet vorliegt. Außerdem wird dieses Frequenzgebiet noch von den Funkgeräten der Verkehrspolizei erfaßt, so daß auch eine direkte Ansprache des Autofahrers vom Streifenwagen oder Polizeihubschrauber möglich wäre. In Anlehnung an die Technik der Polizeifunkgeräte würde man für die Sender eine Schmalbandfrequenz-

Ing. Harry Koch ist Laborleiter des Fachgebietes Ela/Entwicklung im Fachbereich Geräte der *Allgemeinen Elektricitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken*, Hannover.

modulation mit ± 15 kHz Spitzenhub wählen (UKW-Rundfunk ± 40 kHz Spitzenhub). Die benötigte Übertragungsbandbreite ließe sich dadurch auf 50 kHz reduzieren. Bei den üblichen UKW-Empfängern würde der kleinere Hub zwar eine um etwa 10 dB geringere Lautstärke zur Folge haben, die man jedoch mit Hilfe des Lautstärkereglers ausgleichen kann.

Da das angewendete UKW-Übertragungsverfahren keine weiteren neuen Gesichtspunkte enthält, wird im folgenden nur das Schleifenfunkverfahren näher beschrieben.

2. Prinzip des Schleifenfunks

Als Übertragungsmedium wird das magnetische Feld im Innern einer vom Wechselstrom durchflossenen Induktionsschleife ausgenutzt [2]. Außerhalb der Schleife nimmt das Strahlungsfeld proportional mit dem Quadrat der Entfernung ab, sobald der Abstand größer als der halbe Schleifendurchmesser wird. Deshalb können mehrere Sender räumlich eng benachbart auf der gleichen Frequenz arbeiten, ohne sich gegenseitig zu stören. Ihr Versorgungsbereich ist vornehmlich auf die von der Schleife umschlossene Fläche beschränkt, und die Ausstrahlung kann so gering gehalten werden, daß sie andere Funkdienste nicht stört.

Im Bild 2 ist die Verlegung der Induktionsschleife zu beiden Seiten der Fahrbahn dargestellt. Die vertikale magnetische Feldkomponente wird zur Übertragung zum Empfänger ausgenutzt, das heißt, die magnetischen Empfangsantennen müssen ebenfalls vertikal orientiert werden. Für die vertikale magnetische Feldstärke H (in A/m) über der Fahrbahn gilt (s. Bild 2)

$$H = \frac{I}{2\pi}\left[\frac{x}{h^2 + x^2} + \frac{a - x}{h^2 + (a + y)^2}\right]$$

(I ist der in der Induktionsschleife fließende Strom).

Wie die Gleichung zeigt, ist die Feldstärke quer zur Fahrbahn frequenzunabhängig. Dies trifft jedoch nicht für die Feldausbildung längs der Fahrbahn zu. Hier entsteht eine starke frequenzabhängige Dämpfung, für die die Dämpfungskonstante

$$\alpha = \ln\frac{P_1}{P_2} = \ln\frac{U_1}{U_2} = \ln\frac{I_1}{I_2}$$

(P_1 Eingangsleistung, P_2 Ausgangsleistung) maßgebend ist. Für eine längs der Autobahn 30 cm tief im Erdreich verlegte Induktionsschleife ist die gemessene Dämpfungskonstante α in Abhängigkeit von der Frequenz im Bild 3 dargestellt.

Strom und Spannung werden längs der Induktionsschleife exponentiell gedämpft. Bei $\alpha = 1$ Np/km hat sich der Strom und damit das Feld am Ende der Schleife auf 37 % des Eingangswertes verringert. Mit Rücksicht auf ein möglichst homogenes Sendefeld längs der Schleife sollte α nicht zu groß werden. Für die Sendefrequenz wurde deshalb 70,31 kHz gewählt, wofür $\alpha = 0{,}45$ Np/km ist. Für die bereits erwähnte Schleifenlänge von 3 km ergibt sich somit eine Felddämpfung von 1,35 Np; das entspricht einem Feldstärkeverhältnis von etwa 12 dB. Messungen haben jedoch gezeigt, daß infolge von Feuchtigkeit und Temperatur eine weitere Dämpfungsschwankung von etwa 6 dB entsteht und daß das Armierungseisen in der Fahrbahn und Unterführungen eine Welligkeit der Dämpfung von weiteren 2 ... 4 dB erzeugen. Damit ergeben sich die maximal zu erwartenden Feldstärkeänderungen zwischen dem Einspeisepunkt und dem Ende der Schleife zu etwa 20 dB, die vom Empfänger ausgeregelt werden müssen.

Zur Vermeidung von stehenden Wellen auf der Schleife wurde sie als Lecherleitung ausgebildet und am Ende mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen. Sie wird dadurch zu einer aperiodischen Sendeschleife. Der Wellenwiderstand wurde zu 245 Ohm gemessen.

Die Installation der Induktionsschleife zeigt Bild 4. Die HF-Einspeisung erfolgt am Anfang der Schleife, so daß dort die höheren Feldstärken auftreten. Bei einem Einspeisestrom von 200 mA beträgt die gemessene vertikale Feldkomponente in 1,5 m Höhe über der Fahrbahn 8 mA/m. Am Schleifenende ist im ungünstigsten Falle 1/10 dieses Wertes zu erwarten. Trotzdem ist dieser Wert immer noch mit der Feldstärke eines Rundfunkortssenders vergleichbar, so daß einfachste Empfängerkonzeptionen möglich sind. Sie brauchen jedoch magnetische Antennen (zum Beispiel Ferritstäbe), denn die statische Feldkomponente bildet sich infolge des Kurzschlusses durch das Erdreich kaum aus.

Um die eingangs erwähnte Schaltautomatik und die Fahrtrichtungsselektion zu erreichen, ist in 10 m Abstand vor der Hauptschleife eine 10 m lange Vorschleife angeordnet, die die Ortskennung bildet. Sie wird mit 85,94 kHz gespeist und ist mit einem Kondensator auf diese Frequenz abgestimmt. Durch die Überlagerung beider Schleifenfelder entsteht eine eindeutige Ortskennung für eine Schaltautomatik. Die Frequenzen der Vor- und Hauptschleife wurden frequenzmäßig so weit auseinandergelegt, daß im Empfänger kein hörbares Überlagerungspfeifen entstehen kann. Im Bild 5 ist der Feldstärkeverlauf für das Gebiet der Vorschleife dargestellt. Da die Vorschleife nur 10 m lang ist, wird die Feldausbreitung durch den gegenläufigen Strom im Nachbarleiter weitgehend vermieden. Das Magnetfeld der Hauptschleife bildet sich infolge des erst in 3 km Entfernung liegenden Schleifenendes verhältnismäßig weit über die Schaltschleife hinweg aus. Das Vorhandensein beider Felder mit einem bestimmten Pegel kann zur automatischen Einschaltung eines Empfängers ausgenutzt werden. Die Einschaltung läßt sich bis zum Ende der Hauptschleife durch die Sendefrequenz aufrechterhalten. Die jeweiligen Abstände von 10 m für die Vor- und Hauptschleife ergaben sich durch die in der Fahrbahndecke vorhandenen Trennfugen, in die die Schleife beim Kreuzen der Fahrbahn eingegossen wurde.

Da der Schleifenfunk auch für Bundesstraßen Anwendung finden soll, wo keine getrennten Fahrbahnen im Sinne der Autobahn vorhanden sind, würde eine kurze unerwünschte Einschaltung im Bereich der Vorschleife auch für den Gegenverkehr erfolgen. Die Informationszeit wäre jedoch so kurz, daß keine Verwirrungszonen entstehen können, ausgenommen der Fall, daß sich ein Verkehrsstau ausbildet und ein Auto direkt über der Vorschleife steht. Um in diesem Falle den Empfang zu vermeiden, müssen im Empfänger zusätzliche Einrichtungen vorhanden sein, die den vorangehenden Empfang der Sendefrequenz im Gebiet der Hauptschleife als Einschaltsperre beim Passieren der Vorschleife ausnutzen.

Die Verlegung der Induktionsschleife neben der Autobahnstrecke Hamburg–Hannover in der Nähe von Berkhof, wo sich seit mehr als zwei Jahren eine Versuchs-

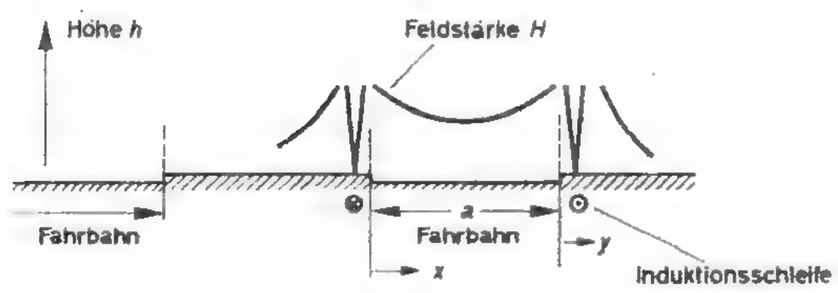


Bild 2. Vertikale magnetische Feldausbreitung quer zur Fahrbahn

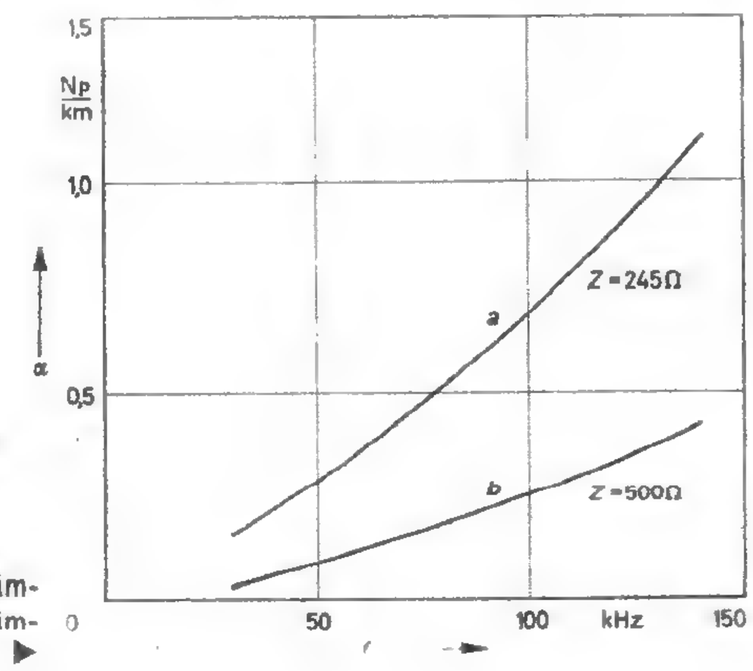


Bild 3. Schleifendämpfung längs der Fahrbahn; *a* Dämpfungsverlauf bei einer Verlegungstiefe von 30 cm, *b* Dämpfungsverlauf bei Verlegung auf der Grasnarbe ▶

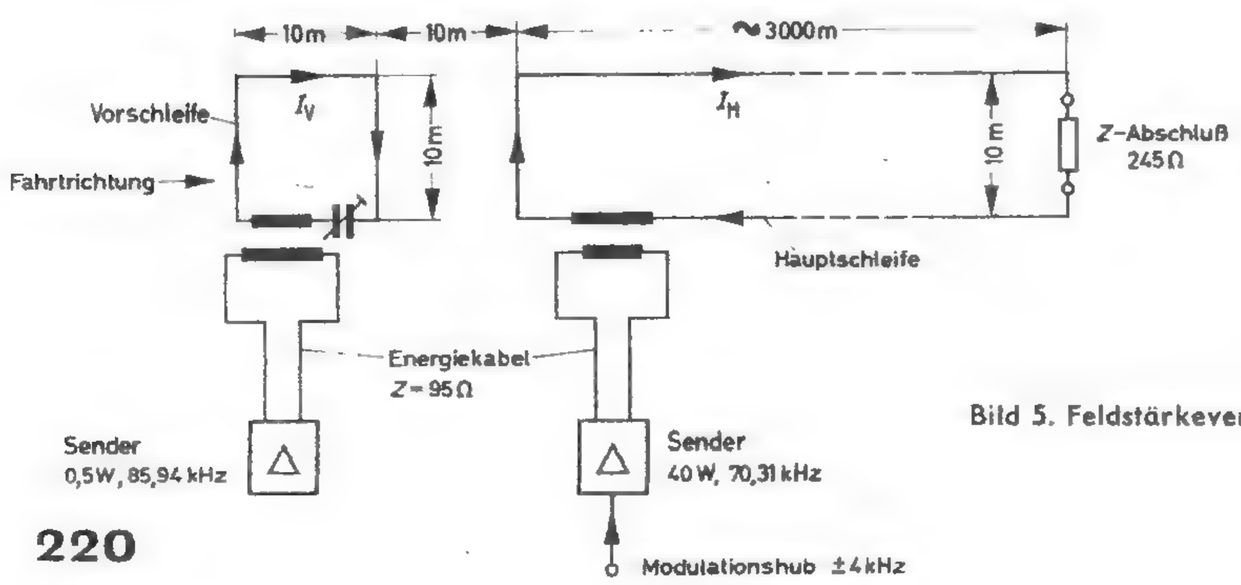


Bild 4. Anschaltung einer Induktionsschleife ◀

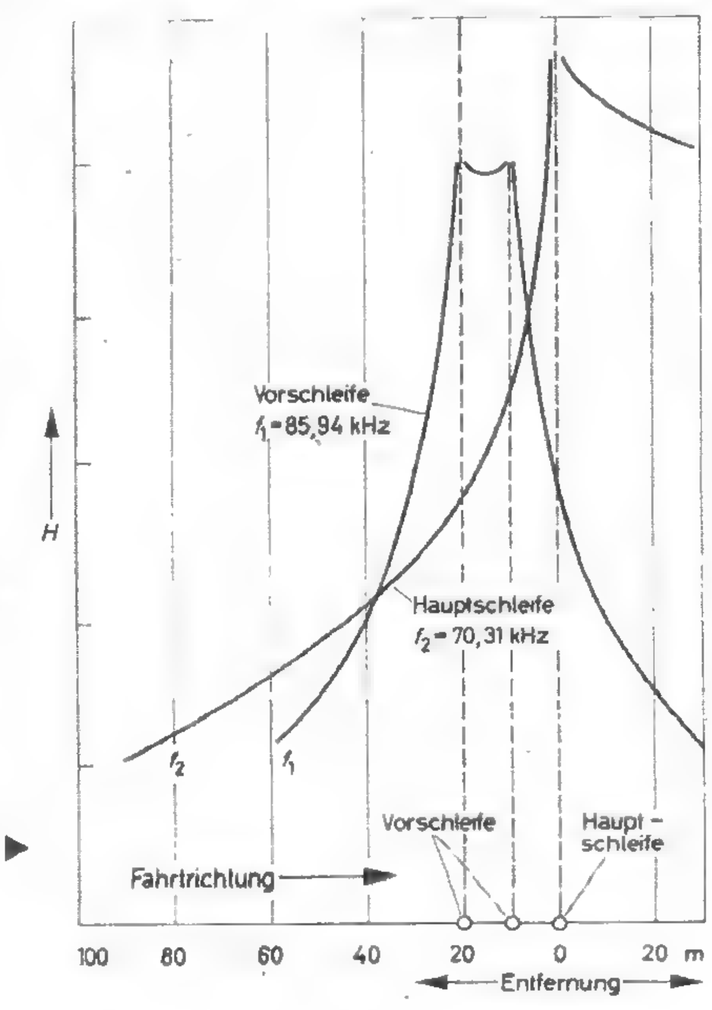


Bild 5. Feldstärkeverlauf im Gebiet der Vorschleife ▶

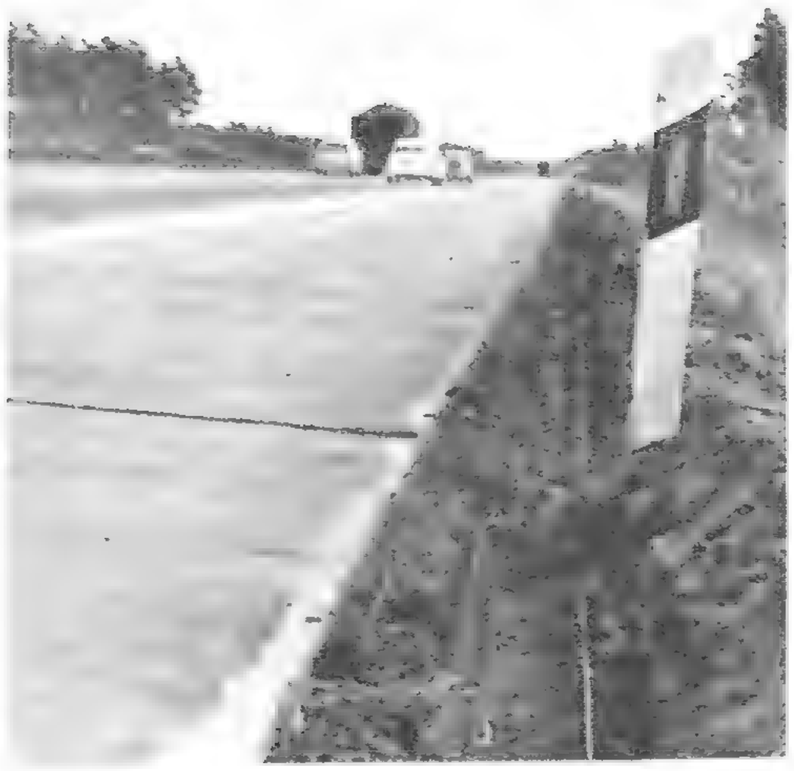


Bild 6. Verlegung der Induktionsschleife bei Berkhof

Bild 7. Schleifensender an der Autobahn bei Berkhof

strecke für Studienzwecke befindet, zeigt Bild 6

3. Schleifensender

Um Energieverluste zu vermeiden, werden die Sender in unmittelbarer Nähe der Schleifen installiert. Bild 7 zeigt einen Schleifensender in einem wetterfesten Kunststoffgehäuse an der Autobahn bei Berkhof. Ein derartiges Sendernetz erfordert außer der Stromversorgung auch ein entsprechendes Fernmeldekabel mit ausreichender Kapazität für die Modulationsleitungen. Die Stromversorgung läßt sich im allgemeinen mit verhältnismäßig kleinem Aufwand von in der Nähe vorhandenen Gehöften oder Starkstromleitungen abnehmen, während für die Modulation spezielle Tonfrequenzkabel zur Verfügung stehen müssen.

Bei der großen Anzahl der anzusteuernden Sender müßten praktisch überall neue Kabel längs der Autobahn verlegt werden, da die jetzigen Fernmeldekabel der Notrufsäulen die geforderte Anzahl von Adernpaaren nicht mehr frei haben. Außer diesen wirtschaftlichen Gründen würden aber auch fernmelderechtliche Gesichtspunkte die Einführung eines Modulationskabels erschweren. Deshalb wurde die Modulationsquelle – ein Tonbandgerät – in jeden Senderschrank eingebaut. Das Tonband enthält vorgefertigte Verkehrsmeldungen, die mit einem Fernsteuersystem ausgewählt und auf den Sender gegeben werden können. Hierzu ist für alle Sender nur eine Vierdraht-Tonfrequenzleitung erforderlich.

Als Tonspeicher dient ein 35 mm breites Tonband mit 40 Spuren, das als Endlosschleife für maximal 60 s Ansagezeit ausgebildet ist. Die Bandgeschwindigkeit beträgt 9,5 cm/s. Jede Spur ist 0,35 mm breit und wird von einem Einspurknopf ab-

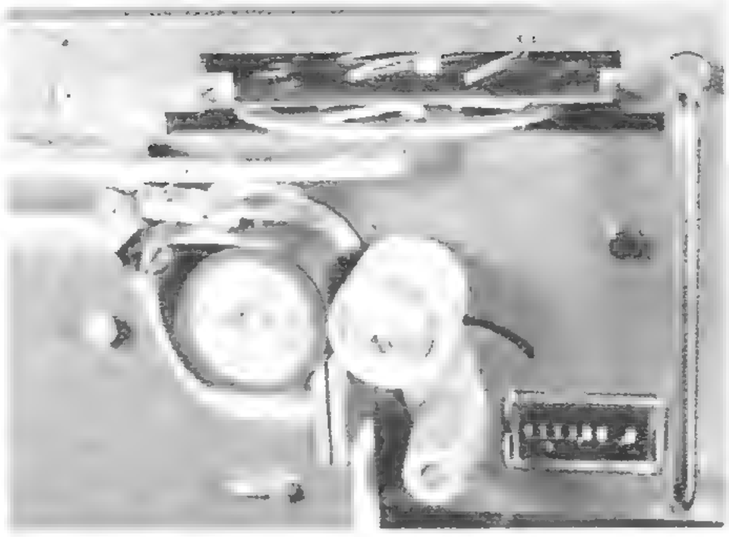
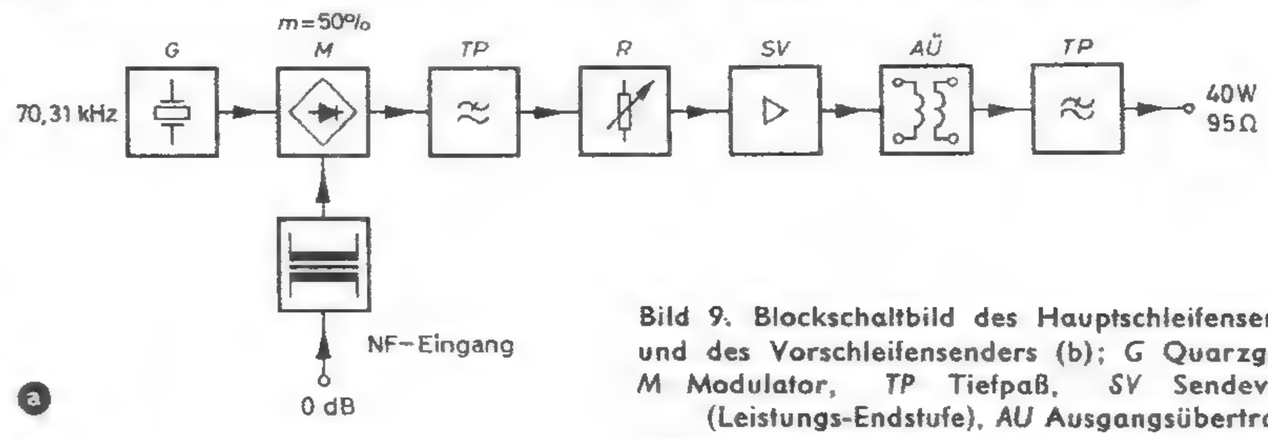


Bild 8. Teilansicht des 40-Spur-Tonbandgerätes mit Tonkopf, Kurvenscheibe und Bandantrieb

getastet. Das Tonband ist in einer leicht austauschbaren Wechselkassette untergebracht. Über die Fernsteuerung wird der Tonkopf mit Hilfe einer Kurvenscheibe auf die gewünschte Spur eingeschwenkt. Die Kurvenscheibe hat eine Schalterebene, die beim Auflaufen auf die gewünschte Spur den Stellmotor abschaltet und ein Quittierungssignal an die Steuerzentrale abgibt. Dadurch verhindert man, daß eine falsche Meldung ausgelöst wird. Bild 8 zeigt den Tonkopf mit der Kurvenscheibe und der Antriebsrolle des Ansagegerätes.

Der Sender für die Hauptschleife arbeitet amplitudenmoduliert auf 70,31 kHz, während die Vorschleife mit 85,94 kHz gespeist wird. Die Sendeleistung ist für eine Schleifenlänge von 3 km dimensioniert und beträgt 40 W (Oberstrichleistung); der Modulationsgrad ist 50 %. Für die Vorschleife werden rund 0,5 W Ausgangsleistung benötigt. Beide Sendefrequenzen sind quarzgesteuert. Aus der Blockschaltung Bild 9 geht die Funktionsweise der Sender hervor. Die Quarzfrequenz des 40-W-Senders wird in einem Ringmodulator *M* in ihrer Amplitude moduliert. Obwohl der Ringmodulator eine 100%ige Modulation der Trägerfrequenz gestattet, arbeitet man mit Rücksicht auf einfache und verzerrungsfreie Empfängerschaltungen nur mit $m = 50\,\%$. Die bei der Modulation unvermeidbaren Verzerrungen des Trägers werden mit einem nachfolgenden Tiefpaßfilter *TP* ausgesiebt. Vor der Leistungs-Endstufe *SV* erfolgt die Aussteuerungsregelung (*R*). Die Sender-Endstufe arbeitet auf einen Breitband-Ausgangsübertrager *AÜ*. Hierdurch wird ein symmetrischer Ausgang für die Anschaltung der 95-Ohm-Energieleitung geschaffen. Die in der Sender-Endstufe auftretenden Verzerrungen werden mit einem Tiefpaßfilter *TP*, dessen Dämpfung für die Harmonischen des Trägers größer als 60 dB ist, beseitigt. Der Ringmodulator bildet für die Niederfrequenz einen symmetrischen Eingang mit 600 Ohm. Für $m = 100\,\%$ werden etwa 780 mV Eingangsspannung benötigt. Der Modulationsfrequenzgang hängt praktisch nur vom Tonbandgerät ab; die 3-dB-Bandgrenzen liegen bei etwa 300 und 4000 Hz. Damit entspricht das Modulationsprodukt etwa der Mittelwellenrundfunk-Qualität.

Der Sender ist in kommerzieller Technik aufgebaut und in einem schwenkbaren Gestellrahmen montiert. Die einzelnen Senderstufen sind in Baugruppen aufgeteilt und lassen sich über Steckverbindungen in Haltemagazinen befestigen. Alle Verstärkerstufen wurden mit Siliziumtransistoren bestückt. Bild 10 zeigt einen kompletten Sender im Schwenkrahmen mit dem 40spurigen Tonbandgerät und der Tonfrequenz-Fernsteuereinrichtung sowie einem Kontroll- und Abhörfeld für den Service. Zum Schutze gegen klimatische Einwirkungen sind alle Geräte in einem Kunststoffschrank untergebracht. Durch einen besonderen Aufbau des Schrankes wurde eine hohe Wärmedämmung erreicht, so daß auch bei Sonneneinstrahlung die Innentemperatur 60 °C nicht übersteigt. Bei Kälte wird über einen Thermostaten



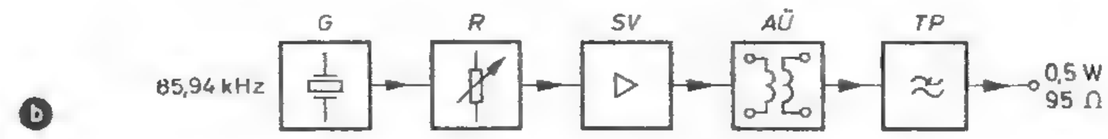


Bild 9. Blockschaltbild des Hauptschleifensenders (a) und des Vorschleifensenders (b); *G* Quarzgenerator, *M* Modulator, *TP* Tiefpaß, *SV* Sendeverstärker (Leistungs-Endstufe), *AU* Ausgangsübertrager

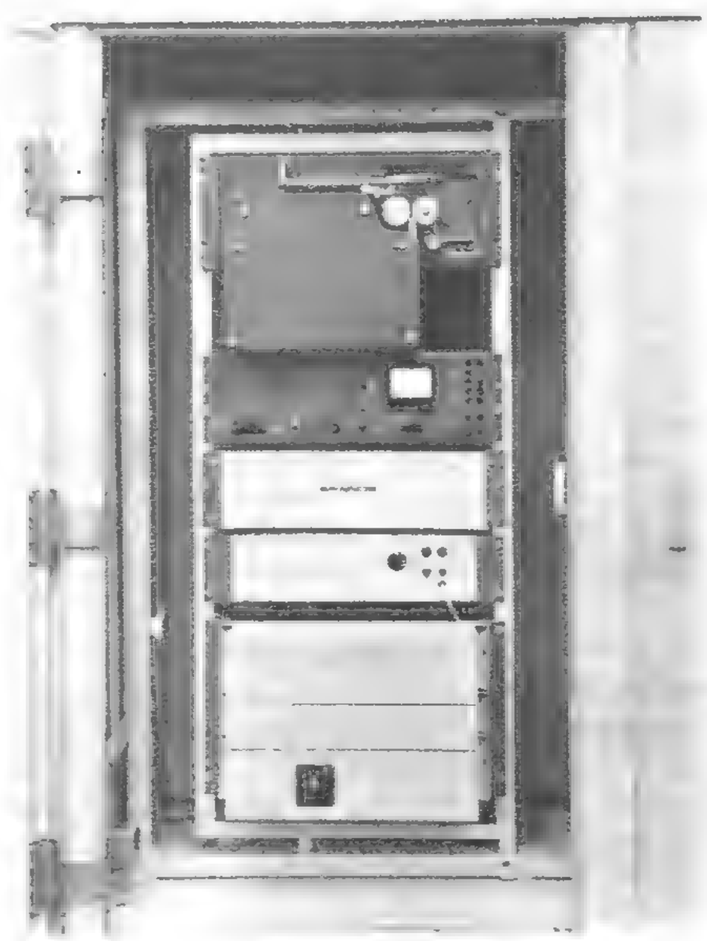


Bild 10. Geräteausrüstung einer Sendestelle, bestehend aus Tonbandgerät, Kontrollfeld, Längstwellensender und TMF-Fernsteuerung

eine Heizung gesteuert, die die Temperatur nicht unter 0 °C absinken läßt. Dies ist besonders im Hinblick auf die Laufeigenschaften des Tonbandgerätes wichtig.

(Schluß folgt)

Schrifttum

[1] Induktiver Verkehrswarnfunk. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 21, S. 869

[2] Koch, H.: Grundlagen der induktiven Nachrichtenübertragung. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 19, S. 695–696, u. Nr. 20, S. 733–734

W. PECHER

Gleichspannungswandler für Elektronenblitzgeräte

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 6, S. 182

DK 621.314.1:778.448.6

3.4. Schaltung mit stromgesteuertem Gegentakt-Durchflußwandler

Im Bild 10 ist die Schaltung des Blitzgerätes „Mecablitz 162" angegeben, das einen modernen stromgesteuerten Gegentakt-Durchflußwandler besitzt. Die Funktion der Schaltung ist im folgenden kurz beschrieben.

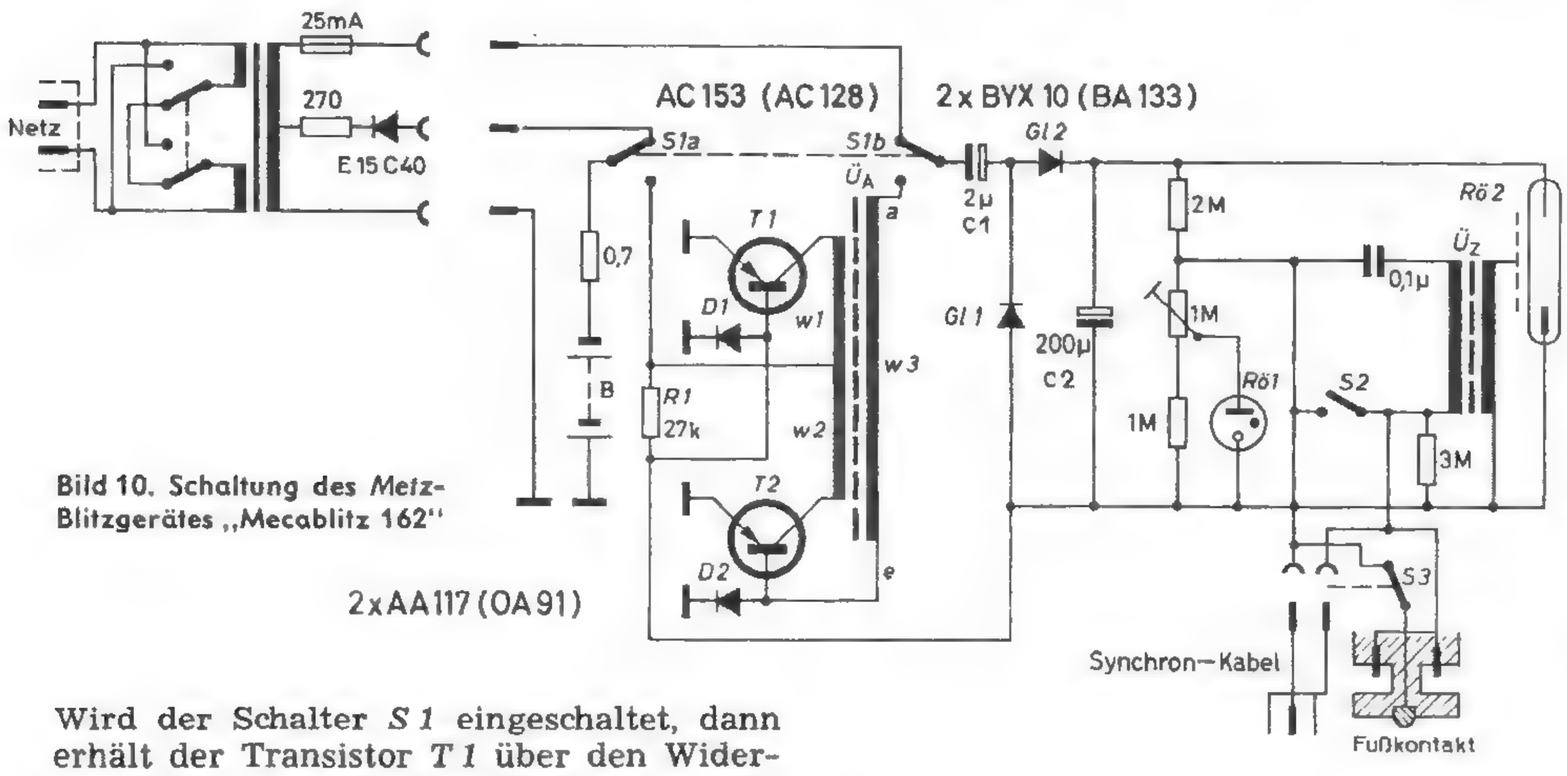


Bild 10. Schaltung des Metz-Blitzgerätes „Mecablitz 162"

Wird der Schalter *S 1* eingeschaltet, dann erhält der Transistor *T 1* über den Widerstand *R 1* einen kleinen Basisstrom. *T 1* wird dadurch leitend, so daß Spannung an die Primärwicklung *w 1* des Transformators U_A gelangt. Die gleichzeitig in der Sekundärwicklung *w 3* induzierte Spannung bewirkt einen Stromfluß von dem während dieser Phase positiven Wicklungsende *e* über die Germaniumdiode *D 2*, die Basis-Emitter-Strecke von *T 1*, die Siliziumdiode *Gl 1* und den Verdopplerkondensator *C 1* zum negativen Anfang *a* der Sekundärwicklung. Dieser Strom ist also Ladestrom des Verdopplerkondensators *C 1* und Basisstrom des Transistors *T 1*. Durch diesen rückgekoppelten Ladestrom wird *T 1* vollständig leitend und schaltet die gesamte Batteriespannung an die Primärwicklung *w 1*. Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis der Transformator infolge des in der Primärwicklung fließenden Magnetisierungsstromes in die Sättigung magnetisiert wird. Dann setzt ein Rückkopplungsvorgang ein, der den Transistor *T 1* schlagartig sperrt.

Der jetzt unbelastete Transformator bildet mit seiner Wicklungskapazität einen Schwingkreis, der mit der gespeicherten Magnetisierungsenergie durchschwingt. Dabei wechseln die Spannungen an den Wicklungen des Transformators das Vorzeichen. Wenn die Summe der Spannungen an der Sekundärwicklung und am Verdopplerkondensator gleich der Spannung an dem Blitzkondensator *C 2* ist, wird die Siliziumdiode *Gl 2* leitend, und es fließt ein Stromimpuls vom jetzt positiven Anfang *a* der Sekundärwicklung über den Verdopplerkondensator *C 1*, die Siliziumdiode *Gl 2*, den Blitzkondensator *C 2*, die Germaniumdiode *D 1* und die Emitter-Basis-Strecke des Transistors *T 2* zum jetzt negativen Ende *e* der Sekundärwicklung. Dieser Stromimpuls macht nun den Transistor *T 2* leitend, so daß ein Teil der Batteriespannung an die Primärwicklung *w 2* gelangt. Die gleichzeitig in der Sekundärwicklung induzierte Spannung verstärkt den Stromimpuls so, daß der Transistor *T 2* voll leitend wird und so die volle Batteriespannung an die Primärwicklung *w 2* schaltet. Dieser Zustand bleibt nun so lange bestehen, bis der Transformator wieder in die Sättigung magnetisiert wird und der darauf folgende Sperr- und Ausschwingvorgang wieder den Transistor *T 1* leitend macht usw. Diese Schaltung arbeitet also ähnlich wie ein stromgesteuerter Eintakt-Durchflußwandler mit dem Unterschied, daß sich bei ihr Ladephase des Blitzkondensators mit Ladephase des Verdopplerkondensators gegenseitig abwechseln.

Die Schaltung des Gegentakt-Durchflußwandlers erscheint im Vergleich zum Eintakt-Durchflußwandler aufwendiger. Dies trifft in bezug auf die Anzahl der Bauelemente auch zu. Jedoch wird dieser Nachteil durch folgende Vorteile der Schaltung wieder ausgeglichen: Wegen der Spannungsverdopplung ist das Übersetzungsverhältnis des Transformators nur halb so groß wie bei einem entsprechenden Eintaktwandler. Dadurch ist die Schwingbedingung $B > \ddot{u}$ leichter zu erfüllen. An die Stromverstärkung der Transistoren sind also keine so hohen Forderungen zu stellen. Die mittlere Strombeanspruchung und Verlustleistung verteilt sich auf zwei Transistoren. Es können deshalb kleinere Leistungstransistoren mit höheren Grenzfrequenzen verwendet werden. Durch die dadurch mögliche höhere Schwingfrequenz und durch den Wegfall der beim Eintaktwandler vorhandenen Ausschwingphase des Transformators und des sich daraus ergebenden kontinuierlichen Leistungsflusses kann ein noch kleinerer Transformator verwendet werden. (Beim Gegentaktwandler wird das während der Arbeitsphase des einen Transistors im Transformator aufgebaute magnetische Feld immer während der darauf folgenden Arbeitsphase des anderen Transistors wieder abgebaut.) Wegen dieser Vorteile wird die Schaltung unter anderem auch in das zur Zeit kleinste auf dem Markt erhältliche Elektronenblitzgerät „Mecablitz 160" von *Metz* eingebaut.

4. Sperrwandler

Als Sperrwandler bezeichnet man Gleichspannungswandler, die entsprechend Bild 11 nach folgendem Funktionsprinzip arbeiten: Die Spannung U_1 der Stromquelle *E* wird mit dem Schalter *S* periodisch an die Primärwicklung *w 1* des Transformators an-

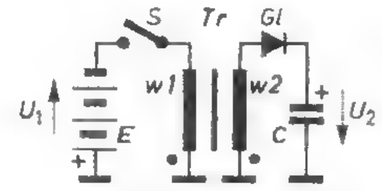


Bild 11. Prinzipschaltung eines Sperrwandlers

und abgeschaltet. Bei Anschaltung der Stromquelle wird dem Transformator infolge des Magnetisierungsstroms Energie zugeführt, die bei jeder darauffolgenden Abschaltung auf Grund des dabei in der Sekundärwicklung entstehenden Induktionsstoßes an den Kondensator *C* weitergegeben wird und diesen auflädt. Während der Stromflußphase im Primärkreis (bei geschlossenem Schalter *S*) ist die Sekundärspannung so gepolt, daß der Gleichrichter *Gl* sperrt und deshalb kein Ladestrom in den Kondensator *C* fließt. Während der anschließenden Sperrphase im Primärkreis (Schalter *S* geöffnet) wechseln die Spannungen ihre Polarität, und die im Transformator gespeicherte Energie fließt in Form eines Ladestromimpulses in den Kondensator.

Das Charakteristikum des Sperrwandlers ist der periodisch wechselnde Energiefluß von der Stromquelle in den Transformator und weiter vom Transformator in den Kondensator. Die Energie fließt also nicht in einem Zuge von der Stromquelle in den Kondensator, sondern es erfolgt eine magnetische Zwischenspeicherung im Transformator.

4.1. Wirkungsgrad eines Sperrwandlers

Zunächst sei wieder der unter Annahme idealer Bedingungen theoretisch maximal mögliche Wirkungsgrad ermittelt und dann von diesem auf den praktisch möglichen Wirkungsgrad geschlossen. Dabei wird eine vollständige Schwingperiode des Sperrwandlers betrachtet, wobei die Stromflußphase und die Sperrphase (des Primärkreises) getrennt behandelt und folgende idealisierenden Annahmen gemacht werden: Die Widerstände im Primär- und

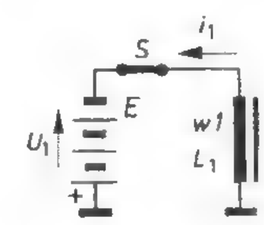


Bild 12. Ersatzschaltbild für den Energietransport in der Stromflußphase

im Sekundärkreis sind so klein, daß sie vernachlässigt werden können. Der Transformator hat keine magnetischen Verluste, und die Verkopplung seiner beiden Wicklungen ist 100 %.

Für die Stromflußphase im Primärkreis, in welcher der Energietransport in den Transformator stattfindet, gilt dann nach Bild 12, daß die Spannung U_1 der Stromquelle *E* gleich ist dem Produkt von In-

duktivität L_1 und dem Differentialquotienten des Stromes i_1, also

$$U_1 = L_1 \cdot \frac{\mathrm{d}\, i_1}{\mathrm{d}\, t} \qquad (6)$$

oder nach Integration und Auflösung nach i_1

$$i_1 = \frac{U_1}{L_1} \cdot t - \frac{C'}{L_1}, \qquad (7)$$

wobei C' eine Integrationskonstante ist.

Es wird festgelegt, daß zum Zeitpunkt $t = 0$, also vor dem Schließen des Schalters, in der Induktivitäts L_1 kein Strom fließt, dann ist die Integrationskonstante $\frac{C'}{L_1}$ gleich Null, und die Gleichung für den zeitlichen Verlauf des Primärstroms lautet

$$i_1 = \frac{U_1}{L_1} \cdot t, \qquad (8)$$

das heißt, der Strom i_1 steigt proportional mit der Zeit an; es ist ein Sägezahnstrom.

Die Aufladung der Induktivität wird nach der Zeit T_1 beendet (Schalter S geöffnet). Der Strom $I_{1\,\mathrm{m}}$, der zu diesem Zeitpunkt fließt, ist

$$I_{1\,\mathrm{m}} = \frac{U_1}{L_1} \cdot T_1 . \qquad (9)$$

Die während dieser Zeit der Stromquelle entnommene Energie $A_{1\,\mathrm{A}}$ erhält man aus dem Integral

$$A_{1\,\mathrm{A}} = \int_0^{T_1} U_1 \cdot i_1 \cdot \mathrm{d}\, t ,$$

und mit Gl. (8) ist

$$A_{1\,\mathrm{A}} = \int_0^{T_1} \frac{U_1^2}{L_1} \cdot t \cdot \mathrm{d}\, t = \frac{U_1^2}{L_1} \cdot \int_0^{T_1} t \cdot \mathrm{d}\, t$$

$$A_{1\,\mathrm{A}} = \frac{1}{2} \frac{U_1^2}{L_1} \cdot T_1^2 . \qquad (10)$$

Gl. (10) mit L_1 erweitert ergibt unter Berücksichtigung von Gl. (9)

$$A_{1\,\mathrm{A}} = \frac{1}{2} L_1 \cdot \left(\frac{U_1}{L_1} \cdot T_1\right)^2$$

$$A_{1\,\mathrm{A}} = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{1\,\mathrm{m}}^2 . \qquad (11)$$

Die in einer Induktivität gespeicherte Energie ist allgemein $A = \frac{1}{2} L \cdot I_{\mathrm{m}}^2$ und in diesem speziellen Falle

$$A_{1\,\mathrm{L}} = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{1\,\mathrm{m}}^2 .$$

Die Relation der in der Induktivität gespeicherten Energie $A_{1\,\mathrm{L}}$ zu der der Stromquelle entnommenen Energie $A_{1\,\mathrm{A}}$ ergibt den Wirkungsgrad η_1 der Aufladung der Induktivität des Transformators mit Energie

$$\eta_1 = \frac{A_{1\,\mathrm{L}}}{A_{1\,\mathrm{A}}} = \frac{\frac{1}{2} L_1 \cdot I_{1\,\mathrm{m}}^2}{\frac{1}{2} L_1 \cdot I_{1\,\mathrm{m}}^2} = 1 \mathrel{\hat{=}} 100\,\% ,$$

das heißt, die Aufladung der Induktivität des Transformators verläuft unter idealen Bedingungen völlig verlustfrei.

Wird zur Zeit T_1 der Schalter S geöffnet, dann ist der Stromfluß im Primärkreis unterbrochen, und es beginnt die Sperrphase. Für die weiteren Betrachtungen gilt deshalb Bild 13. Durch die Unterbrechung des Primärstromes entsteht eine negative Flußänderung im Transformator, die zu einer Umpolung der Wicklungsspannungen führt. Dadurch wird Gleichrichter Gl leitend, und es fließt ein Strom in den Kondensator C.

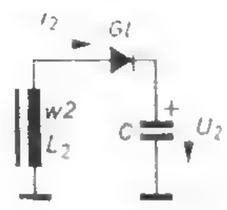


Bild 13. Ersatzschaltbild für den Energietransport in der Sperrphase

Das zu diesem Zeitpunkt im Transformator vorhandene Magnetfeld erfordert die gleiche magnetische Durchflutung (Amperewindungszahl), wie sie kurz vor dem Öffnen des Schalters durch den Primärstrom gegeben war. Es ist also

$$I_{1\,\mathrm{m}} \cdot w_1 = I_{2\,\mathrm{m}} \cdot w_2$$

oder

$$I_{2\,\mathrm{m}} = I_{1\,\mathrm{m}} \cdot \frac{w_1}{w_2} , \qquad (12)$$

wobei w_1 und w_2 die Windungszahlen der beiden Wicklungen des Transformators sind und $I_{2\,\mathrm{m}}$ der Spitzenstrom der Sekundärwicklung am Anfang der Sperrphase ist. Die Kapazität des Kondensators C wird so groß angenommen, daß sich seine Spannung während einer Schwingperiode des Sperrwandlers praktisch nicht ändert. Für den zeitlichen Verlauf des Ladestroms i_2 gilt dann die Beziehung

$$-\frac{\mathrm{d}\, i_2}{\mathrm{d}\, t} \cdot L_2 = U_2 . \qquad (13)$$

Das Minuszeichen vor dem Differentialquotienten ergibt sich durch die negative Änderung (Minderung) des Stroms i_2. Diese Gleichung aufgelöst und integriert liefert

$$i_2 = -\frac{U_2}{L_2} \cdot t + \frac{C'}{L_2} . \qquad (14)$$

Die Integrationskonstante C'/L_2 ergibt sich aus der Anfangsbedingung, daß zu Beginn der Sperrphase, also zur Zeit $t = 0$, der Ladestrom $i_2 = I_{2\,\mathrm{m}}$ ist, zu

$$\frac{C'}{L_2} = I_{2\,\mathrm{m}} . \qquad (15)$$

Gl. (15) in Gl. (14) eingesetzt ergibt

$$i_2 = I_{2\,\mathrm{m}} - \frac{U_2}{L_2} \cdot t . \qquad (16)$$

Der Strom i_2 wird zur Zeit $t = T_2$ zu Null, wenn

$$\frac{U_2}{L_2} \cdot T_2 = I_{2\,\mathrm{m}}$$

ist. Nach Umstellung folgt daraus

$$\frac{U_2}{L_2} = \frac{I_{2\,\mathrm{m}}}{T_2} . \qquad (17)$$

Gl. (17) in Gl. (16) eingesetzt liefert den zeitlichen Verlauf des Ladestroms i_2

$$i_2 = I_{2\,\mathrm{m}} \left(1 - \frac{t}{T_2}\right) . \qquad (18)$$

Das heißt, der Ladestrom i_2 beginnt mit dem Spitzenstrom $I_{2\,\mathrm{m}}$ und nimmt dann linear mit der Zeit t ab, bis er nach der Zeit $t = T_2$ zu Null wird. Es ist also ein fallender Sägezahnstrom.

Die durch diesen Strom an den Kondensator C abgegebene Energie $A_{2\,\mathrm{C}}$ ergibt sich aus dem Integral

$$A_{2\,\mathrm{C}} = \int_0^{T_2} U_2 \cdot i_2 \cdot \mathrm{d}\, t$$

und mit Gl. (18) zu

$$A_{2\,\mathrm{C}} = U_2 \cdot I_{2\,\mathrm{m}} \cdot \int_0^{T_2} \left(1 - \frac{t}{T_2}\right) \mathrm{d}\, t .$$

Nach Integration folgt schließlich

$$A_{2\,\mathrm{C}} = \frac{1}{2} U_2 \cdot I_{2\,\mathrm{m}} \cdot T_2 .$$

Gemäß Gl. (17) ist $U_2 = I_{2\,\mathrm{m}} \cdot \frac{L_2}{T_2}$. Damit wird die an den Kondensator C abgeführte und in diesem gespeicherte Energie $A_{2\,\mathrm{C}}$

$$A_{2\,\mathrm{C}} = \frac{1}{2} L_2 \cdot I_{2\,\mathrm{m}}^2 . \qquad (19)$$

Die im Transformator während der Stromflußphase gespeicherte Energie ist aber

$$A_{1\,\mathrm{L}} = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{1\,\mathrm{m}}^2 ,$$

und mit

$$I_{1\,\mathrm{m}} = I_{2\,\mathrm{m}} \cdot \frac{w_2}{w_1}$$

und

$$L_1 = L_2 \cdot \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$$

erhält man

$$A_{1\,\mathrm{L}} = \frac{1}{2} L_2 \cdot \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \cdot I_{2\,\mathrm{m}}^2 \cdot \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2$$

$$A_{1\,\mathrm{L}} = \frac{1}{2} L_2 \cdot I_{2\,\mathrm{m}}^2 . \qquad (20)$$

Durch einen Vergleich von Gl. (19) und Gl. (20) ergibt sich der Wirkungsgrad η_2 der Umladung der im Transformator gespeicherten Energie in den Kondensator. Es ist

$$\eta_2 = \frac{A_{2\,\mathrm{C}}}{A_{1\,\mathrm{L}}} = \frac{\frac{1}{2} L_2 \cdot I_{2\,\mathrm{m}}^2}{\frac{1}{2} L_2 \cdot I_{2\,\mathrm{m}}^2} = 1 \mathrel{\hat{=}} 100\,\% .$$

Das bedeutet, daß auch der Weitertransport der Energie aus dem Transformator in den Kondensator während der Sperrphase des Wandlers bei Annahme idealer Bedingungen ohne Verluste erfolgt.

Diese Betrachtung gilt auch für alle übrigen Schwingperioden des Sperrwandlers, die nötig sind, um den Kondensator C auf seine Betriebsspannung aufzuladen. Die Aufladung eines Kondensators über einen Sperrwandler mit idealisierten Eigenschaften kann ohne Verluste, also mit einem theoretisch möglichen Wirkungsgrad von 100 % erfolgen.

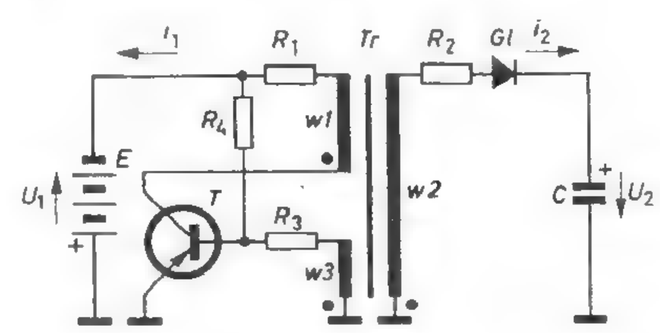


Bild 14. Grundschaltung für einen Sperrwandler mit Transistorsteuerung

Leider ist dieser Wirkungsgrad in der Praxis nicht zu erreichen, denn es treten in den Schaltungen eine Reihe von Verlusten auf, die ihn erheblich verkleinern. Im Bild 14 ist die Prinzipschaltung eines

Transistor-Sperrwandlers angegeben. Die Widerstände R_1 und R_2 stellen die unvermeidlichen Widerstände der Primär- und Sekundärseite (hauptsächlich die Wicklungswiderstände) dar. Die wesentlichsten Verluste in dieser Schaltung sind die Verluste in den ohmschen Widerständen R_1

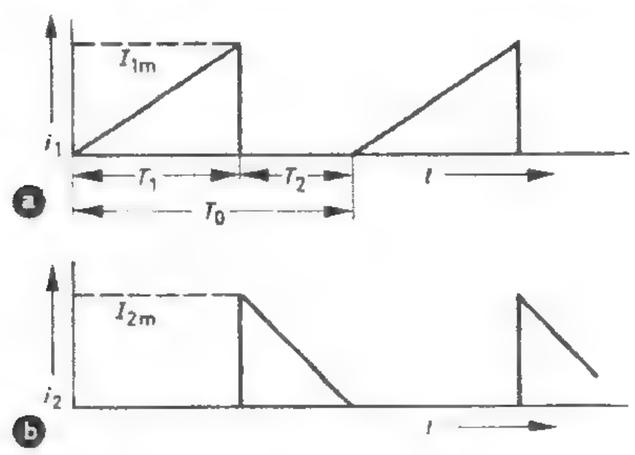


Bild 15. Ströme beim Sperrwandler; a) Primär-, b) Sekundärstrom als Funktion der Zeit t

und R_2 der Primär- und Sekundärseite, die Verluste im Schalttransistor T und die Kernverluste des Transformators Tr.

Zur Betrachtung der Verluste in den ohmschen Widerständen geht man vom prinzipiellen Stromverlauf in der Primär- und Sekundärseite aus, wie er im Bild 15 dargestellt ist. Die Verlustleistung P_{V1}, die durch den Primärstrom i_1 in dem Widerstand R_1 erzeugt wird, ist

$$P_{V1} = \frac{1}{T_0} \cdot \int_0^{T_1} i_1^2 \cdot R_1 \cdot dt$$

und mit i_1 aus Gl. (8)

$$P_{V1} = \frac{1}{T_0} \cdot \int_0^{T_1} \frac{U_1^2}{L_1^2} \cdot t^2 \cdot R_1 \cdot dt$$

$$P_{V1} = \frac{1}{3} \frac{T_1}{T_0} \cdot \frac{U_1^2}{L_1^2} \cdot T_1^2 \cdot R_1 .$$

Mit Gl. (9) wird

$$P_{V1} = \frac{1}{3} \frac{T_1}{T_0} \cdot I_{1m}^2 \cdot R_1 .$$

Den Effektivwert I_{1eff} des Primärstroms i_1 erhält man daraus zu

$$I_{1eff} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{T_1}{T_0}} \cdot I_{1m} .$$

Der für die der Stromquelle tatsächlich entnommenen Leistung maßgebende Gleichstrommittelwert I_1 dieses Stroms hat dagegen nur den Wert

$$I_1 = \frac{1}{T_0} \cdot \int_0^{T_1} i_1 \cdot dt = \frac{1}{T_0} \cdot \int_0^{T_1} \frac{U_1}{L_1} \cdot t \cdot dt$$

$$= \frac{1}{T_0} \cdot \frac{U_1}{L_1} \cdot \frac{1}{2} \cdot T_1^2$$

und mit Gl. (9)

$$I_1 = \frac{1}{2} \frac{T_1}{T_0} \cdot I_{1m} .$$

Bei einem Tastverhältnis von $\frac{T_1}{T_0} = 0{,}5$ unterscheiden sich Effektivwert und Gleichstrommittelwert von i_1 um den Faktor

$$\frac{I_{1eff}}{I_1} = \frac{\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{0{,}5} \cdot I_{1m}}{0{,}5 \cdot 0{,}5 \cdot I_{1m}} = 1{,}63 .$$

Das bedeutet, daß selbst bei einem relativ kleinen Widerstand R_1 eine nennenswerte Verlustleistung entsteht. Die gleichen Verhältnisse gelten sinngemäß auch für die Sekundärseite mit dem Widerstand R_2.

Die Verlustleistung in T setzt sich zusammen aus der Verlustleistung, die der Strom i_1 in dem ohmschen Widerstand der durchgeschalteten Emitter-Kollektor-Strecke verursacht, aus den Schaltverlusten, die beim Umschalten vom leitenden in den gesperrten Zustand auf Grund der Trägheit der Ladungsträger auftreten, und aus den Ansteuerungsverlusten, die ebenfalls einen merklichen Anteil zu dem Gesamtverlust liefern, weil der Transistor während der ganzen Stromflußphase mit einem Steuerstrom angesteuert wird, wie er in dieser Größe eigentlich nur zum Zeitpunkt des Spitzenstroms benötigt wird.

Der Transformator hat als Energiezwischenspeicher einen entscheidenden Einfluß auf den Wirkungsgrad, denn durch seine Größe wird die Schwingfrequenz des Wandlers festgelegt, die sowohl die Transistorverluste als auch die Kernverluste entscheidend mitbestimmt. Außerdem werden durch seine Größe die Widerstände der Wicklungen bestimmt, die den wesentlichsten Teil der ohmschen Widerstände R_1 und R_2 der Primär- und Sekundärseite ausmachen. Je größer der Transformator ist, um so niedriger sind Schwingfrequenz und Wicklungswiderstände und um so niedriger sind deshalb die Verluste des Wandlers. Der Forderung nach einem großen Transformator steht auf der anderen Seite die Forderung nach einem möglichst kleinen und leichten Blitzgerät entgegen. In der Praxis wird deshalb meist ein Kompromiß zwischen einem möglichst günstigen Wirkungsgrad und einer von der Geräteseite her vertretbaren Größe des Transformators geschlossen.

Bei den in Blitzgeräten verwendeten Sperrwandlern liegt der Wirkungsgrad bei etwa 60 ... 70 %. Dieser Wert ist merklich höher als der Wert, der mit einem Durchflußwandler erreichbar ist. Allerdings muß dabei berücksichtigt werden, daß der Transformator des Sperrwandlers erheblich größer ist als der eines Durchflußwandlers gleicher Leistung. (Schluß folgt)

Fernseh-Service

Defekter Fernsehempfänger infolge Staubablagerung

Das eingelieferte Gerät hatte ein vollkommen unscharfes Bild. Die Spannungsmessung am Gitter *g 4* der Bildröhre ergab 0 V. Mit dem an der Bildröhrenfassung liegenden Bildschärferegler ließ sich die Spannung nicht erhöhen. Bei genauerem Betrachten des Reglers *R 1* (Bild 1) wurde festgestellt, daß er auf der Strecke zwischen dem Schleifer und dem Anschluß der positiven Spannung vollständig abgebrannt war. Als Ursache darf man zu

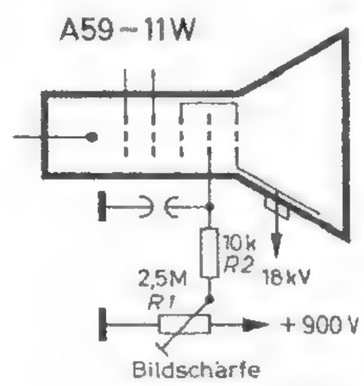


Bild 1. Schaltung der Bildröhre mit Bildschärferegler und Funkenstrecke am Gitter *g 4*

hohen Stromfluß annehmen. Es wurde ein Bildröhrenschluß vermutet. Allerdings hatten entsprechende Messungen keinen Erfolg.

Nun wurde die zwischen dem Anschluß von *g 4* und Masse liegende Funkenstrecke untersucht. Dabei zeigte sich die Fehlerursache. Es hatte sich Staub an den beiden Drahtspitzen abgelagert, der schließlich an den Spitzen der Schutzfunkenstrecke verbrannte. Außerdem lagen die Spitzen der Funkenstrecke zu eng beieinander (etwa 0,2 ... 0,3 mm); der Abstand sollte etwa 0,5 mm sein. Der Überbrückung zwischen den Spitzen wurde also dadurch noch Vorschub geleistet. Das hatte einen Kurzschluß zur Folge. Der Regler *R 1* war dieser Belastung nicht gewachsen und brannte durch. Der defekte Regler wurde ersetzt und das Gerät eingeschaltet. Spannungsmessungen zeigten die richtigen Werte. Weder der Regler *R 1* noch der Widerstand *R 2* erwärmten sich.

Dieser Fall zeigt, daß es ratsam ist, die Schutzfunkenstrecken an Bildröhren zu reinigen und eventuell mit Anti-Static-Spray zu behandeln, damit Staubablagerungen unterbunden werden.

Fernsehkoffer beim Antennen-Service

Öfters wird der Fernsehkundendienst alarmiert, weil der UHF-Empfang nicht befriedigt oder nach längerer Betriebszeit allmählich nachgelassen hat. In diesem Falle kommt es darauf an, möglichst schnell festzustellen, ob der Fehler in der Antennenanlage oder im Fernsehgerät liegt. Vorteilhaft ist hier ein Fernseh-Kleingerät, beispielsweise ein Fernsehkoffer. Portables sind leicht zu transportieren und können zum Überprüfen der Antennenanlage auch mit auf den Dachboden genommen werden. Wird zu diesem Zweck ein handelsüblicher Fernsehkoffer verwendet, dann sollte im Hinblick auf den täglichen Transport und die damit verbundene rauhere Behandlung ein voll transistorisiertes Gerät verwendet werden. Es empfiehlt sich, eine ausreichend lange Netzverlängerungsleitung stets zur Hand zu haben oder ein 10 ... 15 m langes Netzkabel am Gerät zu montieren. Bei der Auswertung der empfangenen Bilder ist darauf zu achten, daß wegen des kleinen Bildschirmes der Fernseh-Portable Geisterbilder schlechter erkennen läßt als zum Beispiel ein 59-cm-Fernsehgerät.

Sollte kein Portable-Gerät vorhanden sein, kann sich der Servicetechniker auch mit einem UHF-Konverter behelfen. Diese Konverter setzen das UHF-Signal in einen Kanal des Fernsehbandes I um. Der im Reparaturgerät eingebaute UHF-Tuner wird so umgangen. Ist das Bild jetzt beispielsweise besser, dann liegt der Fehler im UHF-Tuner. Wenn sich keine Besserung zeigt, kann die Antennenanlage defekt sein. Voraussetzung ist jedoch der einwandfreie Empfang des VHF-Programms. *di.*

NEU
Europa-Taste
zu Hause Europa hören, in Europa die Heimat hören!
Jetzt auch der neue ›bajazzo de luxe‹ mit Europa-Taste!
TELE FUNKEN
EUROPA-TASTE
Wesentliche Empfangsverbesserung auf Mittelwelle durch Bandspreizung (1415...1620 kHz).
Vorteil beim Empfang großer europäischer Unterhaltungs- und Informationssender,
wie z.B. Radio Saarbrücken, Radio Luxemburg, Radio Monte Carlo, Wien, Brüssel III, Radio Vatikan, Deutschlandfunk, Nizza, Westdeutscher Rundfunk (WDR) und Bayerischer Rundfunk (BR).
GROSSRAUMKLANG
Der große dynamische Konzertlautsprecher (13 x 18 cm) im Holzgehäuse bietet eine Klangfülle und Transparenz, die für Koffergeräte ungewöhnlich ist.
Eine großartige Neuheit von TELEFUNKEN

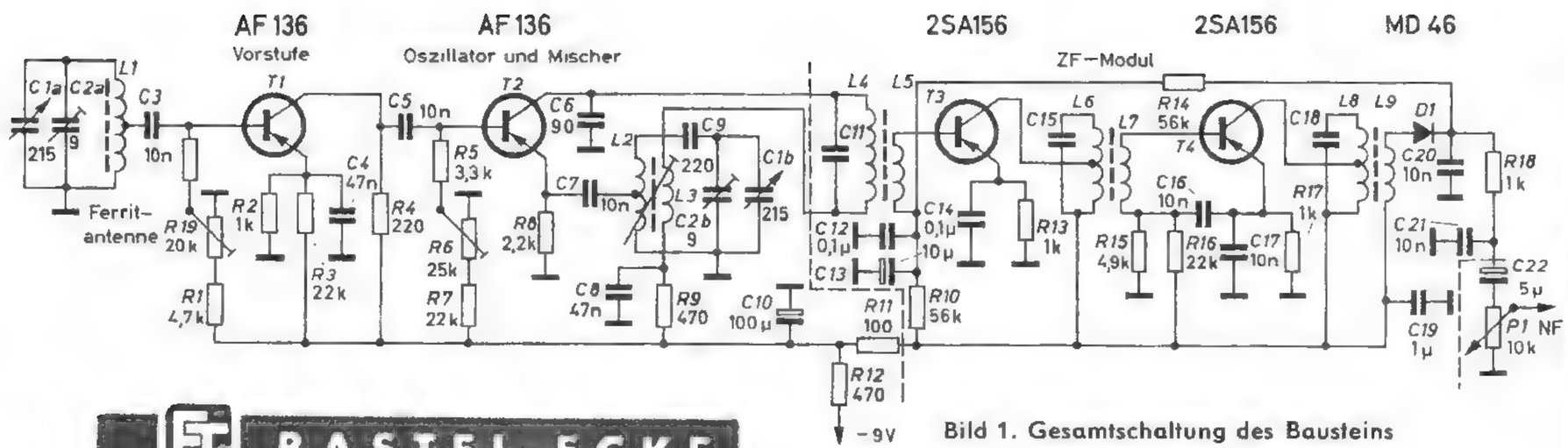


Bild 1. Gesamtschaltung des Bausteins

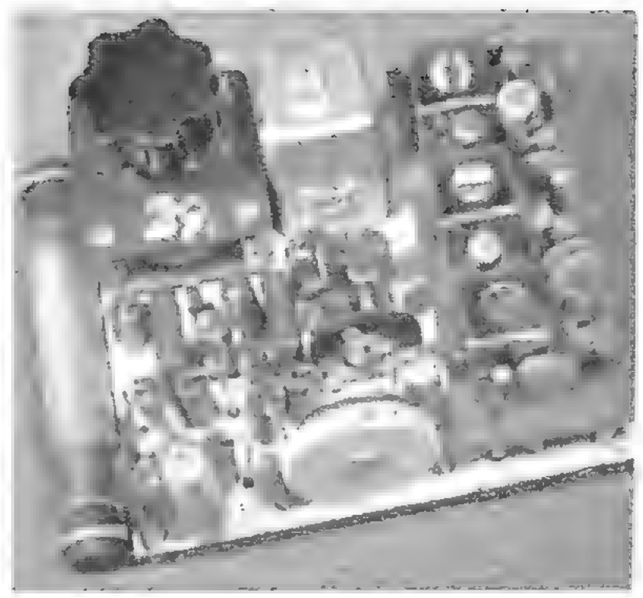


Bild 2. Blick auf den Baustein

BASTEL-ECKE

Transistorsuper-Baustein in Minitechnik

Der Selbstbau dieses Transistorsuper-Bausteins ist besonders einfach, denn es wird ein handelsüblicher Modul für den ZF-Teil verwendet. Es sind dann lediglich die Spulen für den Vorkreis (Ferritantenne) und für den Oszillator zu wickeln.

Als Verstärkerbaustein eignet sich beispielsweise ein eisenloser Transistorverstärker für 1,5 W Ausgangsleistung, der in den Vorstufen mit den Transistoren 2 × BC 131 C und in der Endstufe mit den Transistoren AC 117 und AC 175 bestückt sein kann. In diesem Falle ist angemessen gute Klangqualität möglich, wenn man das Taschenempfängergehäuse nicht zu klein wählt und einen etwas größeren Lautsprecher (etwa 7 cm Durchmesser) benutzt, als er in Kleinstempfängern dieser Art sonst üblich ist. Die technischen Daten für den Super-Baustein sind: MW (510 bis 1620 kHz), Vorkreis, Oszillator, 3 ZF-Kreise (455 kHz), eingebaute Ferritantenne.

Schaltung

Die Schaltung des Bausteins zeigt Bild 1. Die Vorstufe ist mit dem Transistor AF 136 bestückt, der in Emitterschaltung arbeitet. Die Basis des Transistors wird über den Koppelkondensator *C 3* an die Ferritantenne gekoppelt. Die Basisvorspannung läßt sich mit dem Trimmerpotentiometer *R 19* einstellen.

Die Emitterspannung wird bei Spannungsänderungen mit Hilfe des Spannungsteilers *R 2, R 3* in bestimmten Grenzen gehalten. Der Emitterwiderstand *R 2* muß mit dem Kondensator *C 4* überbrückt werden, um Gegenkopplung zu verhindern, die starken Verstärkungsrückgang hervorrufen würde. Das Signal der Vorstufe wird über den Kondensator *C 5* ausgekoppelt.

Der Transistor *T 2* arbeitet als Mischstufe in Emitterschaltung, als Oszillator in Basisschaltung. Mit dem Basisspannungsteiler *R 5, R 6, R 7* läßt sich der richtige Arbeitspunkt einstellen. Er stabilisiert außerdem die Basisvorspannung gegen Strom- oder Temperaturänderungen. Die Spule *L 2* wird bei 30 Windungen angezapft. *R 8* dient zur Stromstabilisierung, *C 9* verkürzt die Kapazität des Drehkondensators und liegt unter der Abschirmhaube der Oszillatorspule. Im Kollektorkreis sind die Eingangswicklung des ersten ZF-Kreises, die Rückkopplungsspule *L 3* und der Kollektorwiderstand *R 9* angeordnet, der durch *C 8* entkoppelt ist.

Die Gesamtverstärkung des ZF-Teiles liegt bei etwa 66 dB. Der ZF-Modul wird fertig auf einer gedruckten Leiterplatte geliefert und ist bereits auf die Frequenz 455 kHz abgeglichen. Der ZF-Teil enthält einkreisige Filter, die eine günstige Anpassungsmöglichkeit an die niedrigen Eingangswiderstände der Transistoren ergeben. Über *R 14* gelangt die positive Regelspannung an die Basis des Transistors *T 3*. Wegen der bei 455 kHz schon hohen Impedanz des Elektrolytkondensators *C 13* wurde *C 12* zusätzlich eingebaut, um mögliches Schwingen des ZF-Teils zu verhindern. Die *RC*-Glieder *R 12, C 10* und *R 11, C 19* entkoppeln den HF-Teil vom NF-Teil. Kondensator *C 19* wurde zusätzlich in den handelsüblichen ZF-Modul eingebaut.

Als Demodulator arbeitet die Diode *D 1*. Beim Einstellen des Senders tritt an der Diode eine Spannung auf, die zur Regelung verwendet wird. Die Kondensatoren *C 20, C 21* leiten HF-Reste nach Masse ab. Die gleichgerichtete NF-Spannung gelangt über *R 18, C 22* zum Lautstärkeregler *P 1* und von hier zum nachzuschaltenden NF-Teil.

Konstruktive Hinweise

Für den Aufbau (Bilder 2 und 3) eignet sich eine doppellagige, 67 mm × 60 mm große Resopalplatte. In die Platte bohrt man mit einem dünnen Bohrer Löcher, steckt die Anschlußdrähte durch und verdrahtet die Bauteile unter der Platte nach Art einer gedruckten Schaltung. An die Anschlüsse des fertig gelieferten ZF-Teils lötet man Drähte an, steckt sie durch die Löcher und führt sie an die jeweiligen Verdrahtungspunkte. Die Verdrahtung läßt sich kreuzungsfrei ausführen.

Für die Halterung der Ferritantenne biegt man aus dickem Kupferdraht Ösen, die aber auf einer Seite offen bleiben müssen, damit keine Kurzschlußwindung entsteht, die die Empfangsleistung herabsetzen würde. Wenn der Ferritstab auf der Schmalseite des Gerätes angeordnet werden soll, ist er zu verkürzen. Man feilt in den Antennenstab eine Kerbe, legt ihn auf eine harte Kante und schlägt mit einem Hammer den Stab an der Kerbe auseinander. Diese Methode ergibt eine saubere Bruchstelle.

Da es sich als zweckmäßig erwiesen hat, die Spule verschieben zu können, wurde sie auf einer Papierrolle gewickelt. Zum Festlegen der Windungen genügen einige Tropfen Lack. In Tab. I sind die Wickeldaten der Spulen zusammengestellt. Bild 4 zeigt den Aufbau der Oszillatorspule.

Inbetriebnahme und Abgleich

Bevor das Gerät eingeschaltet wird, muß es sorgfältig auf Verdrahtungsfehler oder Kurzschlüsse untersucht werden. Ist kein Fehler vorhanden, dann kann man das Gerät einschalten.

Hat man keinen Meßsender zur Verfügung, dann kann man den Abgleich auch mit Hilfe von Rundfunksendern vornehmen. Da der ZF-Teil schon fertig abgeglichen geliefert wird, sollte man die Kerne der ZF-Filter nicht mehr verstellen. Gewöhnlich sind auf Anhieb einige gut einfallende Mittelwellensender zu hören. (Notfalls schließt man über einen kleinen Kondensator von etwa 30 pF eine Antenne an die Basis von *T 1* an.) Nun sucht man sich einen bekannten Sender möglichst nahe am langwelligen Ende des Mittelwellenbereichs (500 ... 600 kHz) und verstellt den Kern von *L 2/L 3* so, daß dieser Sender bei fast ganz eingedrehtem Drehkondensator hörbar ist.

Entsprechend verfährt man mit dem anderen Ende des Mittelwellenbereichs (1500 ... 1600 kHz), wo man vor allem gegen Abend viele Sender empfangen kann. Zum Abgleich des Vorkreises am langwelligen Ende verschiebt man die Wicklung von *L 1* auf dem Ferritstab, bis der empfangene Sender mit größtmöglicher Lautstärke hörbar ist. Für Sender am kurzwelligen Bereichsende wird mit *C 2a* auf Maximum abgeglichen.

W. W. Diefenbach

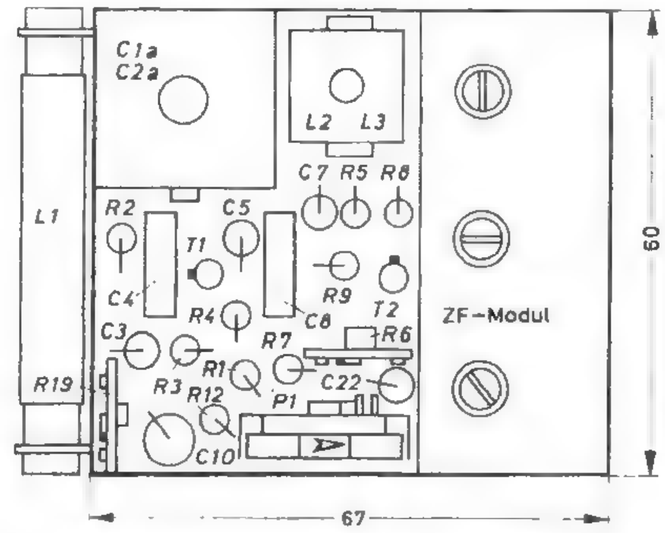


Bild 3. Anordnung der Einzelteile auf einer Resopalplatte; der fertig beziehbare, abgeglichene ZF-Modul ist ganz rechts untergebracht

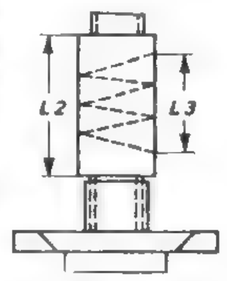


Bild 4. Aufbau der Oszillatorspulen ▶

Tab. I. Wickeldaten der Spulen

Spule	Windungen	HF-Litze	Induktivität in µH	Abgriff vom kalten Ende her
L 1	80	20 × 0,05	380	10
L 2	130	10 × 0,03	200	30
L 3	5	10 × 0,03	1,5	

Einzelteilliste

Miniatur Zweigang-Drehkondensator „251/2-4", 2 × 215 pF	*(Mütron)*
Elektrolytkondensatoren, 15/18 V	*(Wima)*
Rollkondensatoren	*(Wima)*
Filterbausatz „F 21 F" von *Vogt*	*(Mütron)*
Knopfpotentiometer „H 249", 10 kOhm mit Schalter	*(Werco)*
ZF-Modul „IF 5"	*(Werco)*
Ferritantennenstab 7,5 mm × 120 mm	*(Dralowid)*
Transistoren 2 × AF 136	*(Telefunken)*

Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

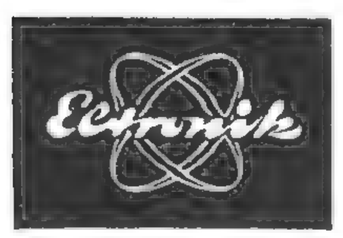
Wird der Fachmann überflüssig?

Lassen Sie sich nicht ins Bockshorn jagen! Der „Do-it-yourself"-Bausatz für Antennenanlagen verbietet sich von selbst. Wer für einen guten Fernsehempfang mehr braucht als eine Zimmerantenne, der braucht auch Sie, den Fachmann.

Ihr Kunde, sagt man Ihnen, sei nicht antennenbewußt. Sehr richtig. Er will einen guten Empfang. Wie er zustandekommt, interessiert ihn wenig. Ihn interessiert nur zweierlei: die Qualität seines Fernsehbildes und Ihre Rechnung.

Antennen sind keine Konsumgüter. Man kauft sie nur einmal. Und wenn sie funktionieren, vergißt man sie. Deshalb tun wir nichts, um Ihre Kunden „antennenbewußt" zu machen. Wir glauben, daß Sie nur Ärger haben, wenn Ihre Kunden heute eine gestreifte Antenne verlangen und morgen eine mit Schottenmuster. Und wir meinen, daß auch Ihr Kunde es gern Ihnen überläßt, wie und womit Sie ihm guten Empfang garantieren.

ELTRONIK - Fernsehantennen und GA-Bauteile (... natürlich farbfernsehtüchtig) dienen Ihrem guten Ruf als Fachmann.



ROBERT BOSCH ELEKTRONIK UND PHOTOKINO GMBH · 1 BERLIN 33

Mitglied des BOSCH-Firmenverbandes

K.-H. KUPFER

Elektronische Orgeln

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 6, S. 194

2.2. Elektrische Tonerzeugung

Es gibt die mannigfaltigsten Arten der Tonerzeugung. Prinzipiell werden mit jedem Tastendruck ein oder auch mehrere Töne eingeschaltet. Der Tastendruck kann einen Generator einschalten, um so den Ton zu erzeugen, oder er schaltet das Tonsignal selbst. Die zuerstgenannte Methode findet wegen ihrer Labilität und der technischen Unzulänglichkeit keine Anwendung. Stand der Technik ist ein Generatorsatz, der fortwährend alle Töne des Instrumentes produziert. Jeder Ton, den das Instrument wiedergeben soll, erhält einen eigenen Generator. Der Tonumfang des Instrumentes bestimmt somit die Anzahl der Generatoren; bei der Planung des sogenannten Herzens des Instrumentes, des Generatorsatzes, muß die Größe des Instrumentes feststehen.

Wie sieht ein solcher Generatorsatz aus? Für die Tonerzeugung sind Tonsynthese und Tonanalyse bekannt. Bei einer Tonerzeugung nach Art der Tonsynthese treten infolge der temperierten Tonskala Abweichungen bei den Oberschwingungen auf, die nicht harmonisch zur Grundschwingung sind. Neben einigem Aufwand hätte das Instrument einen eigenwilligen Klangcharakter. Zweckmäßiger ist deshalb die Anwendung der Tonanalyse. Bei der Tonanalyse wird die Frequenzteilung des jeweiligen Tones auf seine Hälfte vorgenommen. Somit erhält man die zu jedem Ton gehörende Oktave. Die Frequenz des höchsten Tones der sogenannten Oktavteilereinheit (kurz Teilerkaskade genannt) ist bestimmend für die gesamte Teilereinheit. Insgesamt 12 Teilerkaskaden werden für eine Orgel benötigt. Für jeden Ton mit seinen zugehörigen Oktaven besteht somit eine Teilerkaskade. Da das menschliche Ohr wenige Prozent Frequenzabweichung der einzelnen Töne untereinander hört, müssen die Teilerkaskaden äußerst frequenzstabil sein. Das bedeutet nach dem Vorhergesagten nichts anderes, als daß die Tonerzeuger für die 12 höchsten Töne (die jeweilig obersten der Kaskade) besonderen elektrischen Anforderungen genügen müssen. Sie nehmen eine Sonderstellung ein und heißen Muttergeneratoren oder Hauptoszillatoren.

2.2.1. Hauptoszillatoren

Die Hauptoszillatoren sind das Kernstück einer jeden Orgel, und ihnen gebührt etwas Sorgfalt. Sie müssen ihre Frequenzkonstanz trotz starker Alterung der aktiven und passiven Schaltelemente bewahren. Temperaturschwankungen in weiten Grenzen dürfen

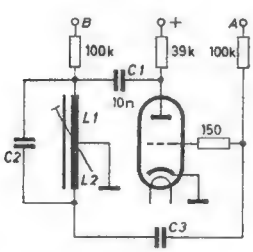
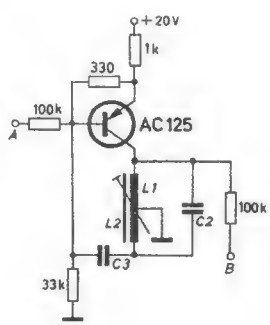


Bild 3. Röhrenbestückter Hauptoszillator

Bild 4. Transistorbestückter Hauptoszillator ▶



ebensowenig wie Betriebsspannungsänderungen eine Frequenzänderung hervorrufen. Diese Forderungen erfüllt nur ein sorgsam konstruierter Oszillator, wobei es völlig gleichgültig ist, ob das aktive Element ein Halbleiter oder eine Röhre ist. Prinzipiell eignen sich für den Oszillator alle Schaltungen, wie sie auch in der HF-Technik verwendet werden. Die Bilder 3 und 4 sind je ein Beispiel mit einer Röhre und einem Transistor.

Bild 3 zeigt einen Röhrenoszillator in Hartley-Schaltung. Durch geeignete Wahl von *C 2* kann die Frequenzdrift für einen weiten Temperaturbereich kompensiert werden. Bei richtiger Auslegung arbeitet diese Schaltung unübertroffen frequenzstabil. *L 1*, *L 2* und *C 2* sind die frequenzbestimmenden Glieder. Am Punkt *A* kann eine Spannung für ein Frequenzvibrato eingespeist werden. Dem Punkt *B* wird das Signal entnommen.

Eine recht einfache Schaltung ist im Bild 4 wiedergegeben. Auch hier handelt es sich um eine Hartley-Schaltung, jedoch mit einem Transistor. Diese Schaltung ist ebenfalls äußerst frequenzstabil; die Funktion entspricht der Schaltung nach Bild 3. Wegen der relativ niedrigen Impedanz von Halbleitern ist *C 3* mit frequenzbestimmend; für die Frequenzdrift ist somit auch auf *C 3* zu achten. Die Frequenzshift, das heißt eine Änderung der Frequenz infolge Änderung der Versorgungsspannung, beläuft sich bei einer Spannungsschwankung von etwa 25 % auf höchstens 2 %.

Den Hauptoszillatoren kann nun unter bestimmten Voraussetzungen Tonfrequenz entnommen werden, außerdem liefern sie die Urfrequenz für die Teilerkaskaden.

2.2.2. Frequenzteilung

Viele Arten der Frequenzteilung sind üblich. Deshalb sollte man sich zuvor überlegen, wie das Tonsignal aussehen muß.

Im Bild 5 sind für eine Reihe von Instrumenten deren Frequenzspektren angedeutet. Will man ein Instrument imitieren, dann muß der Ton nach Passieren des Formantenfilters das gesamte

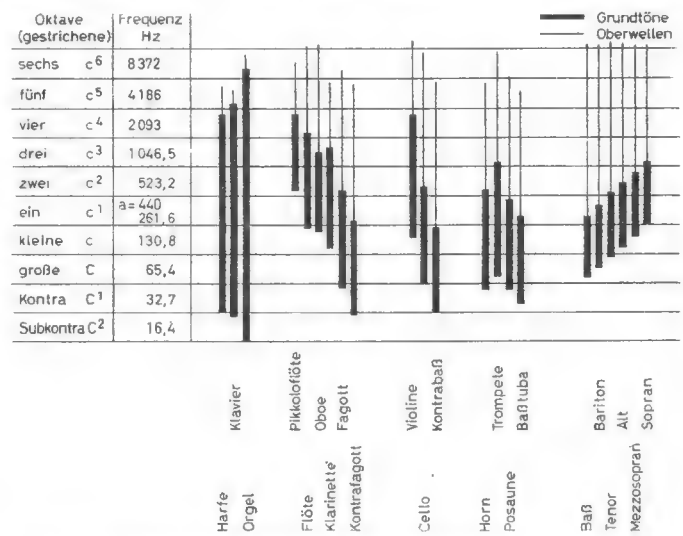
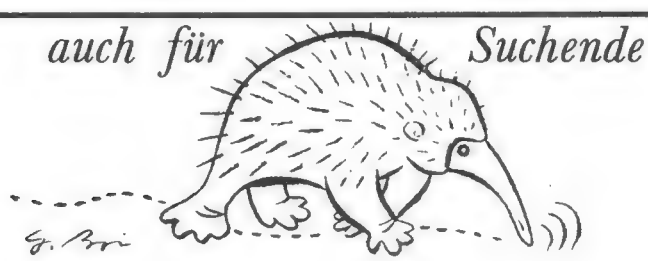


Bild 5. Grundtöne und Oberwellen einiger Instrumente und Stimmlagen

Oberwellenspektrum plus Formanten in Amplitude und Frequenz des zu imitierenden Instrumentes enthalten. Um das realisieren zu können, ist es nötig, daß der vom Generator abgegebene Ton alle Oberwellen (die geradzahligen und die ungeradzahligen) enthält. Das ist, abgesehen von Rechteckimpulsen mit unterschiedlichem Tastverhältnis, nur mit einem Sägezahnimpuls möglich. Rechteckimpulse mit unterschiedlichem Tastverhältnis lassen sich nicht leicht erzeugen. Außerdem bestimmt das Tastverhältnis die Zusammensetzung der Oberwellen. Ändert sich durch irgendeinem Umstand das Tastverhältnis, dann würde sich das gesamte Klang-

auch für Suchende



Das Heninger-Sortiment kommt jedem entgegen: 900 Fernseh-Ersatzteile, alle von namhaften Herstellern. Qualität im Original — greifbar ohne Lieferfristen, zum Industriepreis und zu den günstigen Heninger-Konditionen.

Lieferung nur an Fernsehwerkstätten (Privat-Besteller bleiben unbeliefert)

Ersatzteile durch Heninger

bild ändern. Es ist leicht einzusehen, warum man dem Sägezahnimpuls den Vorzug gibt. Generatoren dieser Art gibt es sehr viele, und alle lassen sich gut synchronisieren. Das ist für die Frequenzstabilität sehr wichtig.

Der Muttergenerator oder Hauptoszillator, der die stabile Frequenz (eventuell mit Vibrato) gibt, und die Sägezahngeneratoren bilden eine Teilereinheit. Jeder Sägezahngenerator schwingt auf der Hälfte der Frequenz des vorherigen. Das ergibt die Oktaven eines bestimmten Tones. Der jeweils eine Oktave höher schwingende Generator synchronisiert mit jedem zweiten Impuls den niedrigeren. Dadurch erhält man einen Satz festverkoppelter Generatoren, die exakt ein Teilerverhältnis von 16 : 8 : 4 : 2 : 1 haben. Der Teilerkaskade wird die Frequenzkonstanz durch den Synchronimpuls vom Muttergenerator gegeben.

2.2.2.1. Sägezahngeneratoren

Die einfachste Form ist der Glimmlampengenerator, von dem Bild 6 ein Schaltbeispiel zeigt. Über *R 1* wird *C 1* aufgeladen. Ist die Zündspannung der Glimmlampe *Gl* erreicht, so zündet diese, und *C 1* wird bis zur Löschspannung der Glimmlampe entladen. An *C 1* entsteht ein Sägezahnimpuls (Bild 7). Die Frequenz ist unter anderem von *C 1*, *R 1*, der Zünd- und Löschspannung der Glimmlampe und der Versorgungsspannung abhängig. Die Versorgungsspannung könnte man zwar stabilisieren, aber Lösch- und Zündspannung der Glimmlampe sind von vielen Faktoren abhängig. Außer durch auffallendes Licht und Ionisation durch Strahlung werden der Lösch- und Zündpunkt vom Alter der Lampe bestimmt. Heute stehen allerdings Glimmlampen zur Verfügung, bei denen diese Eigenschaften fast völlig ausgeschaltet sind. Deshalb ist es wichtig, auch diese Art der Frequenzteilung zu beachten.

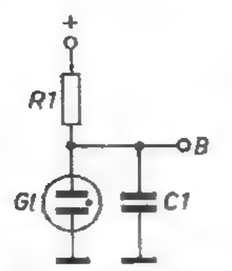


Bild 6. Einfacher Sägezahngenerator mit einer Glimmlampe

Bild 7. Verlauf der Spannung an der Glimmlampe

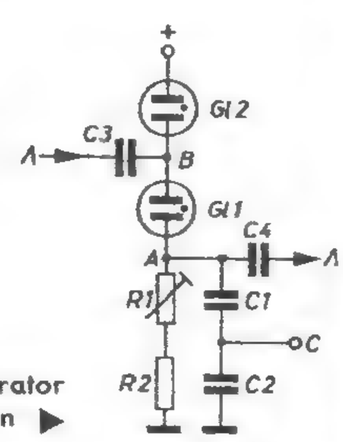


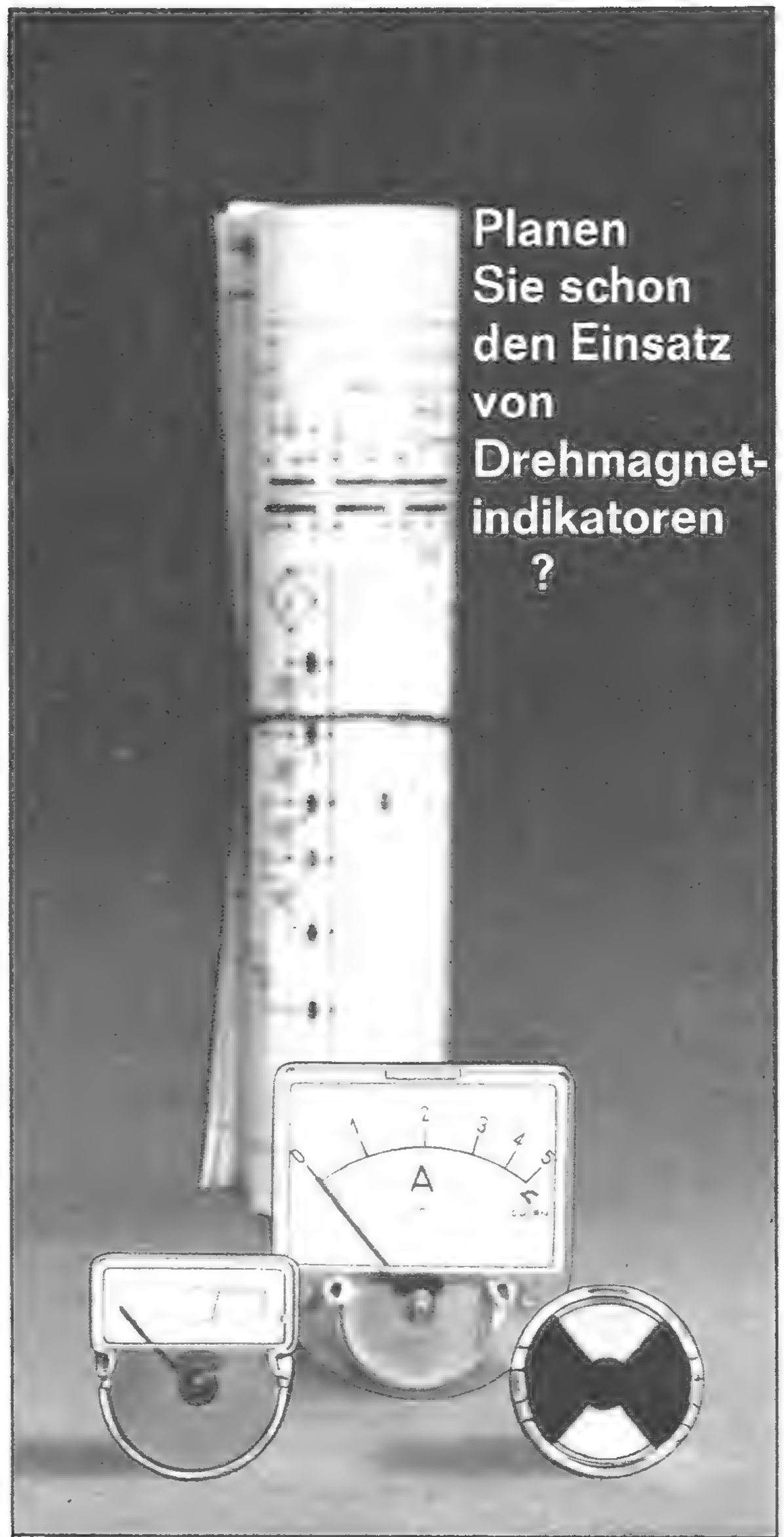
Bild 8. Sägezahngenerator mit zwei Glimmlampen ▶

Die Schaltung nach Bild 6 liefert eine Sägezahnspannung, die allerdings nicht der Forderung nach Frequenzstabilität entspricht. Der Schwingvorgang (oder besser Kippvorgang) muß durch einen Synchronimpuls gesteuert werden. Das könnte über eine Hilfselektrode erfolgen. Diese Schaltung würde aber aus bestimmten Gründen den Anforderungen nicht genügen.

Bild 8 gibt eine ausgereifte Schaltung wieder. *C 1*, *C 2* sind über *R 1*, *R 2* entladen. Mit *R 1* kann die Frequenz der Entladung beeinflußt werden. Über + liegt die Betriebsspannung an *Gl 1* und *Gl 2*. Diese zünden, und *C 1*, *C 2* laden sich auf. Dabei steigt die Spannung am Punkt *A* an. Erreicht die Spannungsdifferenz zwischen *A* und + die Löschspannung, so löschen die Glimmlampen. *C 1*, *C 2* werden dann über *R 1*, *R 2* entladen; an *C* ist eine Sägezahnspannung entstanden.

Über *C 3* wird der Synchronimpuls zugeführt. Er ist positiv und wirkt wie folgt: *C 1*, *C 2* sind geladen, und die Glimmlampen löschen. Nun werden die Kondensatoren entladen, und zwischen *A* und *B* entsteht eine zunehmende Spannungsdifferenz. Wäre die Zündspannung für *Gl 1* schon erreicht, so würde diese zünden. Sie ist aber noch nicht erreicht. Über *C 3* liegt jetzt der positive Impuls an. Die Spannung an *B* erhöht sich dadurch plötzlich, und *Gl 1* zündet. Der Kippvorgang ist mit einem Synchronimpuls eingeleitet. Da die Glimmlampen im Löschzustand sehr hochohmig sind, ist *C 3* sehr klein. Das ist für die Unterdrückung der Subharmonischen wichtig, die sich beim Spiel sonst störend auswirken. (Hiermit ist das Übersprechen des nächst tieferen Tones zum darüberliegenden Ton gemeint – der Weg des Synchronimpulses in entgegengesetzter Richtung.) *C 4* bestimmt die kapazitive Entkopplung der Subharmonischen. *C 1* und *C 2* betragen zusammen für den höchsten Ton etwa 1 nF. Ist *C 4* 5 pF, so ist die Entkopplung $\geq$ 46 dB. *C 1* und *C 2* sollten ein Verhältnis von 1:10 haben, um die Frequenz bei der Tonauskopplung nicht zu beeinflussen. Außerdem ergibt sich hiermit für die relativ hochohmige Glimmlampenschaltung ein niedriger Ausgangswiderstand. Die Ausgangsspannung ist etwa 4 V.

Statt der Glimmlampe *Gl 2* kann auch eine Halbleiterdiode verwendet werden. Bild 9 zeigt eine derartige Schaltung. Die positive Spannung steht über *D 1* an der Glimmlampe. Die Funktion der Schaltung entspricht der im Bild 8. Gegen den positiven



GOSSEN-Drehmagnetindikatoren als Aussteuerungsmesser, Abstimmanzeiger und Betriebszustandsanzeiger

Die Vorteile unserer Geräte :

Äußerst preiswert durch Serienfertigung
Empfindlichkeit 250 µA, 2 kOhm (125 µA, 4 kOhm)
Sehr robust (keine Meßwerkspiralen, rüttel- und stoßfest 20 g.)
Skalenausführung mit Zeiger oder Scheibe
Große Betriebssicherheit

Bitte fordern Sie unsere technischen Datenblätter an

P. Gossen GmbH 852 Erlangen

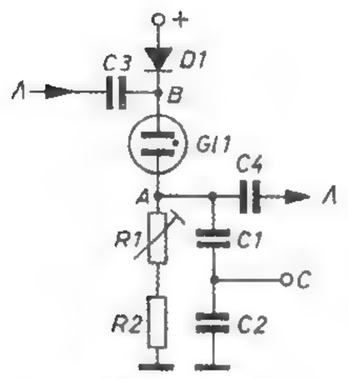


Bild 9. Ersatz von *Gl 2* durch Halbleiterdiode

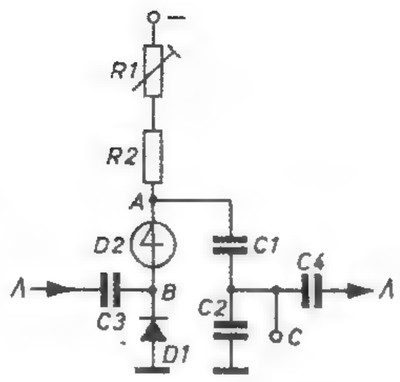


Bild 10. Sägezahngenerator mit Vierschichtdiode

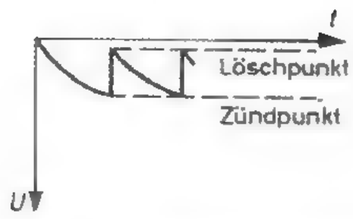


Bild 11. Spannungsverlauf an der Vierschichtdiode (Punkt *A*)

Synchronimpuls ist *D 1* (in Sperrichtung) hochohmig. *C 3* ist auch bei dieser Schaltung sehr klein. Der Synchronisiervorgang entspricht dem der Schaltung mit zwei Glimmlampen.

Eine Art „Glimmlampe auf Halbleiterbasis" ist die Vierschichtdiode. Dieses Bauelement läßt sich ebenso wie eine Glimmlampe anwenden. Bild 10 zeigt eine Schaltung. Die Ähnlichkeit mit der Schaltung im Bild 9 ist sofort zu erkennen. An Stelle von *Gl 1* ist die Vierschichtdiode *D 2* eingefügt worden. Diese hat die Eigenart (ähnlich wie eine Zenerdiode) bei einer bestimmten Spannung plötzlich leitend zu werden. Im Gegensatz zur Zenerdiode bleibt sie jedoch bei ausreichendem Haltestrom leitend. Die Glimmlampe zeigt ähnliches Verhalten. Nach Unterschreitung des Haltestroms kehrt die Diode in den nichtleitenden Zustand zurück. Es liegt sehr nahe, dieses verschleißfeste Halbleiterbauelement an Stelle von Glimmlampen in Kippschaltungen einzusetzen.

Über *R 1, R 2* werden *C 1, C 2* aufgeladen. Ist an *A* die Zündspannung für *D 2* erreicht, so zündet diese; *D 1* wird ebenfalls leitend, und *C 1, C 2* werden entladen. Den Spannungsverlauf an *A* zeigt Bild *11;* es entsteht ein Sägezahnimpuls. Über *C 3* wird der positive Synchronimpuls zugeführt. Der Synchronisationsvorgang entspricht dem der Schaltung im Bild 9. Die Entnahme der Synchronimpulse für die Folgestufe erfolgt in dieser Schaltung zwischen *C 1, C 2.* Das ist nötig, weil bei der Verwendung von Vierschichtdioden *C 3* und *C 4* größer zu wählen sind. Die Versorgungsspannung sollte auch hier stabilisiert sein.

Eine weitere Art der Frequenzteilung ist die binäre Untersetzung. Hierbei handelt es sich um einen bistabilen Multivibrator, bei dem sich aus zwei Synchronimpulsen ein voller Schaltvorgang ergibt. Dadurch ist eine feste Frequenzteilung gegeben, unabhängig davon, welche Frequenz der Teilerstufe zugeführt wird. Das hat einen großen Vorteil: Alle Teilerstufen können gleiche Schaltelemente erhalten, was einer Standardisierung der Teilerstufen sehr entgegenkommt. Außerdem müssen diese Teilerstufen nicht abgeglichen werden. Diese Art der Teilung wäre nahezu ideal, würde man am Ausgang einer solchen Stufe nicht symmetrische Rechteckimpulse erhalten. Es fehlen also alle geradzahligen Oberwellen.

Bild 12 zeigt einen transistorisierten Sperrschwinger. Auch er eignet sich gut zur Frequenzteilung. Am Ausgang entstehen Sägezahnimpulse. Wird die Betriebsspannung angelegt, so fließt über *R 1, R 2, w 1* ein geringer Basisstrom, den außerdem der Ladevorgang von *C 1, C 2* unterstützt. Der Transistor wird leitend, und durch *w 2* fließt der Kollektorstrom. Hierdurch wird in *w 1* eine Spannung induziert, die bei richtiger Polung den Basisstrom des Transistors verstärkt, so daß der Transistor voll aufsteuert. Durch den hohen Kollektorstrom in *w 2* tritt jedoch eine Sättigung des Transformators *Tr 1* ein. Der Steuervorgang reißt ab, und die Entladung von *C 1, C 2,* über *R 1, R 2* bestimmt das erneute Einsetzen des Steuervorganges und somit die Frequenz. Mit *R 1* läßt sich die Frequenz einstellen. *C 1, C 2,* die sich während des Steuervorganges aufgeladen haben, liefern bei der Entladung den Sägezahnimpuls. Ist der Entladevorgang noch nicht beendet und der Transistor noch nicht aufgesteuert, so kann ein über *C 3* zugeführter negativer Synchronimpuls die neue Steuerperiode einleiten. Auch jeder synchronisierte Sperrschwinger arbeitet auf der Hälfte der Frequenz des Synchronimpulsgebers. Die Synchronisation darf aber nicht zu fest sein, da sonst der Teiler auf die Urfrequenz springt. Über *C 4* wird der Impuls für die Folgestufe entnommen.

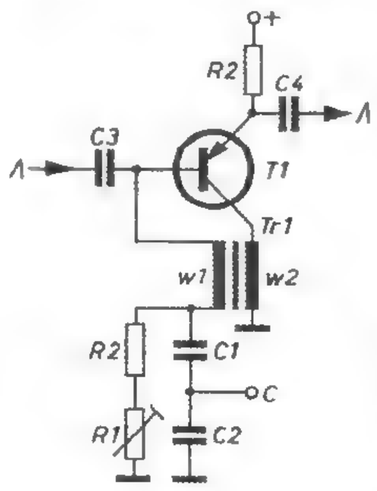


Bild 12. Schaltung eines Sperrschwingers ◀

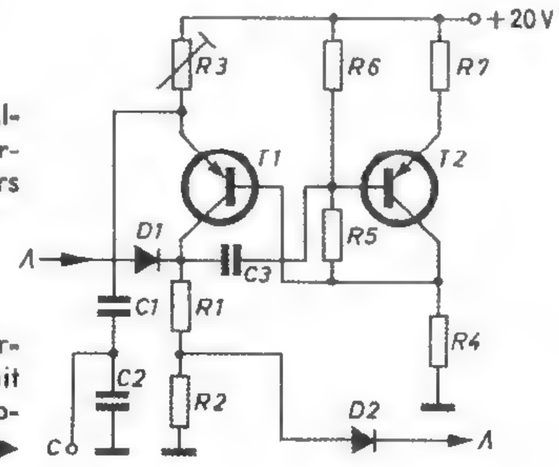


Bild 13. Teilerschaltung mit zwei Transistoren ▶

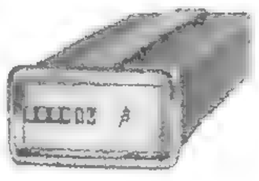
Die Schaltung im Bild 13 mutet zunächst recht aufwendig an, hat aber einige entscheidende Vorzüge: hohe Temperatur-Frequenzstabilität (Drift); hohe Spannungs-Frequenzstabilität (Shift); exakte Funktion auch mit minderwertigen Transistoren; standardisierungsfähig, da jede Kaskade gleiche Bauteile enthält; Toleranz der Ausgangsamplitude aller Töne < 4 dB; keine Subharmonischen.

Diese Schaltung arbeitet folgendermaßen: Der Transistor *T 2* ist wegen des Spannungsteilers *R 6, R 5, R 4* leitend. Somit steht an der Basis von *T 1* eine Spannung, die der Spannungsteiler *R 7, R 4,* Innenwiderstand von *T 2* bestimmt. *T 1* ist dann gesperrt, und *C 1, C 2* werden über *R 3* aufgeladen. Überschreitet die damit gleitende Emitterspannung von *T 1* die Basisspannung um einen bestimmten Betrag, so wird *T 1* leitend. An *R 1, R 2* entsteht dabei ein positiver Impuls, der über *C 3* zur Basis von *T 2* gelangt. Dieser Impuls sperrt *T 2,* und die Basis von *T 1* liegt dann über *R 4* direkt an Masse. *T 1* wird voll durchgesteuert, und somit werden *C 1, C 2* entladen. Es entsteht ein Sägezahnimpuls, dessen Frequenz *R 3, C 1* und *C 2* bestimmen. Ein über *D 1* zu *C 3* gelangter positiver Synchronimpuls ruft über *T 2* an *R 4* einen verstärkten negativen Impuls hervor, der gleichzeitig an der Basis von *T 1* liegt. Hier wird bei genügender Ladung von *C 1, C 2* der Entladevorgang eingeleitet. Die Teilerstufe ist somit synchronisiert. Um eine Übersynchronisation zu verhindern, wird der Synchronimpuls für die Folgestufe über den Spannungsteiler *R 1, R 2* entnommen. Über *D 2* gelangt dieser Impuls an die nächste Stufe. Statt der Diode *D 2* kann auch ein Kondensator verwendet werden, jedoch bewirkt die Diode eine völlige Rückwärtsentkopplung der Stufen, so daß Subharmonischen in der gezeigten Schaltung bis zu 60 dB unterdrückt werden.

(Fortsetzung folgt)

Betriebsstunden-zähler „Horacont"

Einbau: 25 x 50 mm
Type 550 = DM 34,-



Unentbehrlich für einen wirtschaftlichen Austausch von Abtastsystemen u. Tonköpfen bei HI-FI- und Bandgeräten. Höchste Aufnahme- u. Wiedergabe-Qualität sind somit jederzeit gewährleistet.

Kontrolluhrenfabrik Julius Bauser
7241 Empfingen, Horberg 34

Elektronische Bauteile
für Amateure - Werkstätten - Handel.
Preisgünstig bieten wir an:
Si- und Ge-Transistoren, Widerstände, Einstellregler, Mylar-, Keramik-, Elektrolytkondensatoren, Trimmer, Spulenkörper, Schalenkerne, Vero-Leiterbahnenplatten usw.
Prompter NN.-Versand ab Lager! Kostenlose Preisliste anfordern!
M. LITZ elektronische Bauteile
7742 St. Georgen · Postfach 55

ELEKTRONIK-LABOR
Die Grundlagen der Elektronik.
Vermittelt durch neuartigen Fernlehrgang.
Nach der Methode Christiani.
Erlebt in selbstaufgebauten Versuchen.
Durch eigens dafür
entwickeltes Experimentiermaterial.
Interessant für jedermann.
Keine technischen Vorkenntnisse nötig.
Verlangen Sie unverbindlich Prospekt ELL.

Technisches Lehrinstitut
Dr.-Ing. habil. Christiani
775 Konstanz Postfach 1557

Auf Draht bleiben
durch Studium moderner
FACHBÜCHER
Immer dabei mit neuer „RIM-Literaturfibel" und Katalog „Meß- und Prüfgeräte" gratis - Postkarte genügt
„RIM-Bausteinfibel" Schutzgebühr DM 3,50 Nachnahme Inland DM 5,20. Vorkasse Ausland DM 5,—.
RADIO-RIM • Abt. Literatur
8 München 15 • Postfach 275

Kaufgesuche

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin 30

Röhren und Transistoren aller Art kleine und große Posten gegen Kasse. **Röhren-Müller,** Kelkheim/Ts., Parkstr. 20

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse durch die bewährten Christiani-Fernlehrgänge Radio- und Fernsehtechnik, Automation, Steuerungs- und Regelungstechnik. Sie erhalten kostenlos und unverbindlich einen Studienführer mit ausführlichen Lehrplänen. Schreiben Sie eine Postkarte: Schickt Studienführer. Karte heute noch absenden an Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, 775 Konstanz, Postfach 1257

Leser-Analyse 1967

Lieber FUNK-TECHNIK-Leser,

um auch künftig die Wünsche unserer Bezieher weitestgehend berücksichtigen zu können, wären wir Ihnen dankbar, wenn Sie uns dadurch unterstützten, daß Sie die auf anhängender Postkarte vorgesehenen Kästchen zutreffenden Falles durchkreuzen und die gestellten Fragen mit ja oder nein beantworten.

Für Ihre Hilfe und Mühe sind wir Ihnen sehr verbunden.

Mit freundlichen Grüßen aus Berlin

Ihre **FUNK-TECHNIK**

Bitte abtrennen und die Antwortkarte unfrankiert in den Kasten werfen!

DIE FUNK-TECHNIK beziehe ich

☐ im Abonnement ☐ in Einzelheften

Als Angehöriger der Radio-Wirtschaft erhalte ich zusätzlich unberechnet die FT-Informationen ja | nein

Die FUNK-TECHNIK wird außer von mir auch von ..... (Anzahl) **weiteren Interessenten gelesen.**

Ich bin

☐ Ingenieur	☐ Meister	☐ Kaufmann
☐ Techniker	☐ Lehrling	☐ Dozent
☐ Service-praktiker	☐ Amateur	☐ Student
	☐ Rundfunk- und Fernsehhändler	☐ Privat-Interessent

in nachstehend angekreuztem Tätigkeitsbereich:

☐ Industrie	☐ Bundespost	☐ Berufsschule
☐ Service	☐ Sender	☐ Fachschule
☐ Großhandel	☐ techn./wiss. Institut	☐ Ingenieurschule
☐ Einzelhandel	☐ Entwicklungslabor	☐ Technische Hochschule

Sollten mehrere Angaben zutreffen, bitten wir entsprechend durchzukreuzen.

Ich lege Wert auf

- **weitere Zusendung der FT-Informationen** (nur für Angehörige der Radio-Wirtschaft) ja | nein
- **Schallplattenbesprechungen**
  - **Klassische Musik** ja | nein
  - **Unterhaltungs- und Tanzmusik** ja | nein
- **Blick in das Handelsregister** (FT-Informationen) ja | nein

Absender:

Gebühr
zahlt
Empfänger

Werbeantwort

FUNK-TECHNIK

1 BERLIN 52 (Borsigwalde)

Eichborndamm 141—167

Bitte, senden Sie uns die ausgefüllte Karte unbedingt zurück, auch wenn Sie Ihren Namen und Ihre Anschrift nicht nennen wollen.

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band: 728 Seiten · 646 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM
II. Band: 760 Seiten · 638 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM
III. Band: 744 Seiten · 669 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM
IV. Band: 826 Seiten · 769 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM
V. Band: *Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen*
810 Seiten · 514 Bilder ..... Ganzleinen 26,80 DM
VI. Band: 765 Seiten · 600 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM
Gesamtinhaltsverzeichnis I.-VI. Band
40 Seiten ..... Kunststoffeinband 3,30 DM
VII. Band: 743 Seiten · 538 Bilder ..... Ganzleinen 19,50 DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen
von J. CZECH
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen ... Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen ... Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch
von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIJA
156 Seiten · 103 Bilder ..... Ganzleinen 21,— DM

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis von Diffusionstransistoren im VHF- und UHF-Bereich
von ULRICH L. ROHDE
163 Seiten · 97 Bilder · 4 Tabellen ..... Ganzleinen 24,— DM

Mikrowellen

Grundlagen und Anwendungen der Höchstfrequenztechnik
von HANS HERBERT KLINGER
223 Seiten · 127 Bilder · 7 Tabellen · 191 Formeln
Ganzleinen 26,— DM

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
I. Band: **Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke**
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen .... Ganzleinen 36,— DM
II. Band: **Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen**
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen ... Ganzleinen 36,— DM

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER
254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen .... Ganzleinen 27,— DM

Elektrotechnische Experimentier-Praxis

Elementare Radio-Elektronik
von Ing. HEINZ RICHTER
243 Seiten · 157 Bilder · 301 Versuche · Ganzleinen 23,— DM

Prüfen · Messen · Abgleichen **Fernsehempfänger-Service**
von WINFRIED KNOBLOCH
108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen ..... Ganzleinen 11,50 DM

Elektronik für den Fortschritt

von Dipl.-Ing. WERNER SPARBIER
292 Seiten im Großformat
439 Bilder, davon 176 farbig .... Kunststoffeinband 32,50 DM

Praxis der Rundfunk-Stereofonie

von WERNER W. DIEFENBACH
145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Praxis des Stereo-Decoder-Service

von U. PRESTIN
70 Seiten · 62 Bilder ..... Broschiert 7,80 DM

Dioden-Schaltungstechnik

Anwendung und Wirkungsweise der Halbleiterventile
von Ing. WERNER TAEGER
144 Seiten · 170 Bilder · 9 Tabellen · Ganzleinen 21,— DM

Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER
I. Band: **Die Grundlagen der Photographie**
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
358 Seiten · 157 Bilder ..... Ganzleinen 27,50 DM
II. Band: **Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren**
334 Seiten · 51 Bilder ..... Ganzleinen 27,50 DM
III. Band: **Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung**
304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen .... Ganzleinen 27,50 DM

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik

mit Randgebieten Englisch · Deutsch · Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
663 Seiten ..... Ganzleinen 39,50 DM

Praxis der Schmalfilmvertonung

demonstriert an Siemens-Geräten
von PETER STÜBER
52 Seiten · 12 Bilder ..... Broschiert 6,— DM

Methoden der Beleuchtungsstärke-berechnung für Außenbeleuchtung

Veröffentlichung des Fachausschusses „Außenbeleuchtung" der Lichttechnischen Gesellschaft e.V.
94 Seiten · 35 Bilder und Diagramme · 6 Arbeitsblätter
Broschiert 6,— DM

FACHZEITSCHRIFTEN

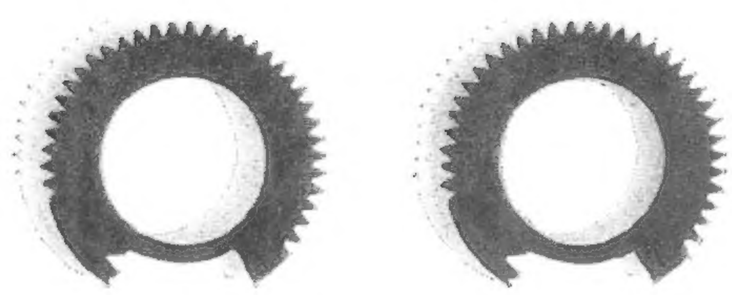
FUNK-TECHNIK
INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU
RUNDFUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL
LICHTTECHNIK
PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT
KINO-TECHNIK
MEDIZINAL-MARKT / ACTA MEDICOTECHNICA
KAUTSCHUK UND GUMMI · KUNSTSTOFFE

Zu beziehen durch Buch- und zahlreiche Fachhandlungen im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekte und Probehefte auf Anforderung

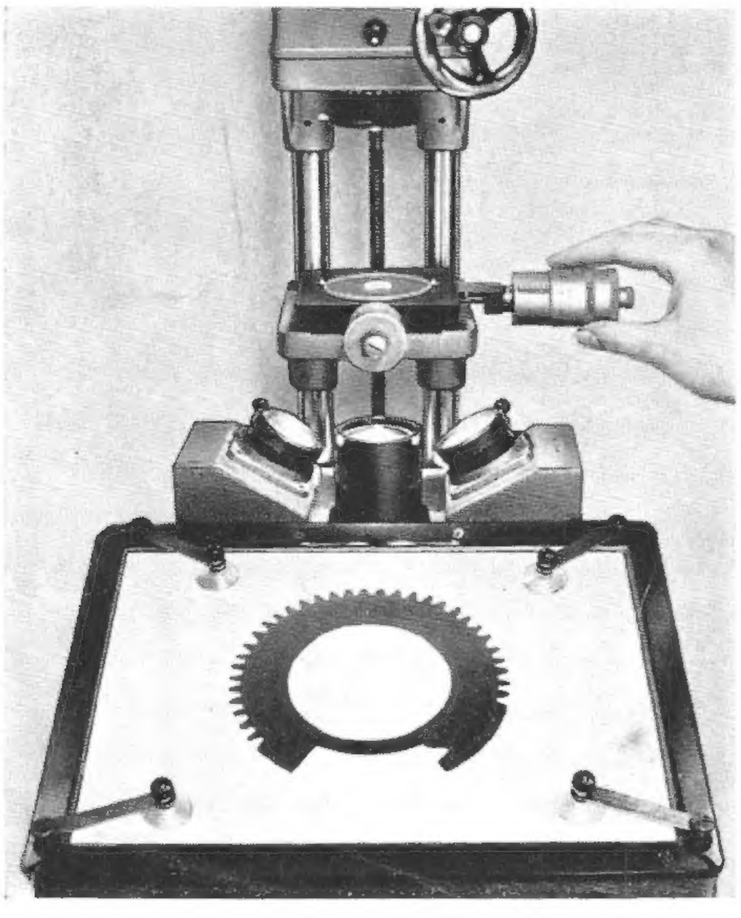
VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · HELIOS-VERLAG GMBH
1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE), EICHBORNDAMM 141-167

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrfkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin. Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck: Berlin-West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Abonnementspreis bei Postbezug im Inland monatlich 4,— DM einschl. Postgebühren, im Ausland jährlich 50,— DM zuzüglich Porto. Einzelheft im Inland 2,— DM, im Ausland 2,50 DM zuzüglich Porto. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof



Was haben diese Zahnscheiben mit der Qualität der Graetz Lady zu tun?

Sehr viel, denn der Tunerantrieb muß exakt arbeiten. Das



geschieht unter anderem durch zwei der oben abgebildeten Zahnscheiben. Sie befinden sich an der Tunerachse. Die einwandfreie Qualität wird bestimmt durch genaue Einhaltung der vorgeschriebenen engen Toleranzgrenzen. Deshalb ist es wichtig, auch die im Werk eintreffenden Zahnscheiben sorgfältig zu prüfen. Das geschieht bei Graetz durch einen Profilprojektor in einem Vergrößerungsmaßstab von 1:10. Selbstverständlich werden auch alle anderen Einzelteile und Baugruppen, die von Zulieferern bezogen werden, einer ebenso genauen Wareneingangsprüfung unterworfen. Wir wissen: Unsere Verpflichtung heißt Qualität!

Begriff des Vertrauens